

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky  
a komunikačních technologií

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Brno, 2016

Bc. Ladislav Karásek



# VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

## FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

## ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

## NÁVRH VYSOKOOTÁČKOVÉHO MOTORU 350KW 40 000MIN-1

DESIGN OF HIGH SPEED INDUCTION MOTOR 350KW, 40000R.P.M.

### DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

### AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Ladislav Karásek

### VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. Čestmír Ondrůšek, CSc.

BRNO 2016

# Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Silnoproudá elektrotechnika a výkonová elektronika**

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

**Student:** Bc. Ladislav Karásek

**ID:** 146034

**Ročník:** 2

**Akademický rok:** 2015/16

**NÁZEV TÉMATU:**

## Návrh vysokootáčkového motoru 350kW 40 000min<sup>-1</sup>

**POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:**

1. Provedte literární průzkum dané problematiky
2. Provedte výběr vhodného typu motoru
3. Analyzujte technologické problémy výroby vysokootáčkových strojů
4. Provedte elektromagnetický návrh vybraného typu motoru 350kW, 40 000min<sup>-1</sup>

**DOPORUČENÁ LITERATURA:**

- [1] Cigánek, L., Bauer, M.: Elektrické stroje a přístroje
- [2] Fitzgerald, A.E., Kingsley, Ch., Kusko, A.: Electric machinery. McGraw Hill 1971
- [3] Pyrhonen, J., Jokinen, T., Hrabovcová, V.: Design of rotating electrical machines 2010

**Termín zadání:** 21.9.2015

**Termín odevzdání:** 24.5.2016

**Vedoucí práce:** doc. Ing. Čestmír Ondrůšek, CSc.

**Konzultant diplomové práce:**

**Ing. Ondřej Vítek, Ph.D., předseda oborové rady**

**UPOZORNĚNÍ:**

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

## **Abstrakt**

Tato práce se zabývá problematikou vysokootáčkových strojů. V úvodu práce je přehled některých již vyrobených vysokootáčkových strojů. Jako vhodný stroj pro zadané parametry byl zvolen asynchronní stroj s masivním rotorem s kotvou nakrátko. Dále byly rozebrány konstrukční provedení asynchronních strojů a možnosti masivního rotoru. Hlavní část práce je zaměřena na elektromagnetický návrh tohoto motoru s ohledem na mechanické namáhání. Navržený stroj byl analyzován pomocí programů ANSYS Mechanical a Maxwell využívajících k výpočtu metodu konečných prvků.

## **Abstract**

This thesis deals with the problem of the high-speed electrical machines. In the introduction summary of the high-speed machines are discussed. Induction machine with squirrel cage winding and solid rotor is chosen as suitable solution for given requirements. The multiple types of designs of the induction machines with solid rotor and problematic areas are discussed. Main part of this thesis is an electromagnetic design of the machine with respect to mechanical stress. The designed machine is analyzed with the use of finite element method in ANSYS Mechanical and Maxwell software.

### **Klíčová slova**

elektromagnetický návrh, vysokootáčkový asynchronní motor; masivní rotor, analýza, ANSYS, Workbench, Maxwell

### **Keywords**

electromagnetic design, high-speed induction machine; solid rotor; analysis, ANSYS, Workbench, Maxwell

## **Bibliografická citace**

KARÁSEK, L. *Návrh vysokootáčkového motoru 350 kW 40 000 min<sup>-1</sup>*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2016. 95 s. Vedoucí diplomové práce doc. Ing. Čestmír Ondrůšek, CSc..

## Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Návrh vysokootáčkového motoru 350kW 40000min<sup>-1</sup> jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne .....

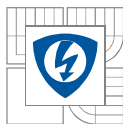
Podpis autora .....

## Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce doc. Ing. Čestmíru Ondrůškovi, CSc., Ing. Rostislavu Huzlíkovi, Ph.D. a Ing. Janu Bártovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé semestrální práce.

V Brně dne .....

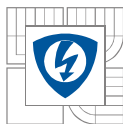
Podpis autora .....



## Obsah

SEZNAM OBRÁZKŮ.....	9
SEZNAM TABULEK .....	12
SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK.....	13
ÚVOD .....	17
1 ÚVOD DO PROBLEMATIKY VYSOKOOTÁČKOVÝCH STROJŮ .....	18
1.1 DEFINICE VYSOKÝCH OTÁČEK.....	18
1.2 PŘEHLED KONSTRUOVANÝCH VYSOKOOTÁČKOVÝCH STROJŮ .....	19
1.2.1 VYSOKOOTÁČKOVÉ ASYNCHRONNÍ MOTORY.....	19
1.2.2 VYSOKOOTÁČKOVÉ SYNCHRONNÍ STROJE S PERMANENTNÍMI MAGNETY .....	19
1.2.3 SPÍNANÉ RELUKTANČNÍ MOTORY .....	19
1.3 LIMITY VYSOKOOTÁČKOVÝCH STROJŮ .....	20
1.3.1 ODSŤŘEDIVÁ SÍLA.....	20
1.3.2 KRITICKÉ OTÁČKY .....	21
1.3.3 TEPELNÉ NAMÁHÁNÍ.....	22
2 KONSTRUKCE VYSOKOOTÁČKOVÝCH ASYNCHRONNÍCH STROJŮ.....	26
2.1 MAGNETICKÝ OBVOD STATORU.....	26
2.1.1 PLECHY POUŽÍVANÉ VE VYSOKOOTÁČKOVÝCH APLIKACÍCH.....	27
2.2 STATOROVÉ VINUTÍ .....	28
2.2.1 ČINITEL VINUTÍ.....	29
2.3 ELIMINACE VYŠŠÍCH HARMONICKÝCH NA POVRCHU ROTORU .....	30
2.4 ROTOR .....	33
2.4.1 MASIVNÍ ROTOR.....	33
2.4.2 LISTĚNÝ ROTOR .....	36
2.5 LOŽISKA VYSOKOOTÁČKOVÝCH STROJŮ.....	37
2.5.1 MECHANICKÁ LOŽISKA.....	37
2.5.2 VZDUCHOVÁ LOŽISKA .....	38
2.5.3 AKTIVNÍ MAGNETICKÁ LOŽISKA.....	38
3 NÁVRH VYSOKOOTÁČKOVÉHO ASYNCHRONNÍHO MOTORU S MASIVNÍM ROTOREM S KLEČÍ.....	40
3.1 VSTUPNÍ PARAMETRY MOTORU .....	40
3.1.1 VOLBA POČTU PÓLŮ.....	40
3.2 POSTUP ELEKTROMAGNETICKÉHO NÁVRHU ASYNCHRONNÍHO STROJE .....	41
3.3 ELEKTROMAGNETICKÝ NÁVRH VYSOKOOTÁČKOVÉHO ASYNCHRONNÍHO MOTORU .....	43
3.3.1 NÁVRH HLAVNÍCH ROZMĚRŮ STROJE .....	43
3.3.2 VOLBA A NÁVRH VINUTÍ STATORU A ROTORU.....	44
3.3.3 VOLBA INDUKCE VE VZDUCHOVÉ MEZEŘE STROJE .....	45
3.3.4 VÝPOČET POČTU ZÁVITŮ STATOROVÉHO VINUTÍ .....	45
3.3.5 NÁVRH ROZMĚRŮ MAGNETICKÉHO OBVODU A ROZMĚRŮ DRÁŽEK STATORU A ROTORU .....	46
3.3.6 NÁVRH ROZMĚRŮ STATOROVÝCH DRÁŽEK .....	49





---

3.3.7 NÁVRH ROZMĚRŮ ROTOROVÝCH DRÁŽEK .....	50
3.3.8 VÝPOČET STATOROVÉHO A ROTOROVÉHO JHA .....	51
<b>3.4 ANALÝZA NAVRŽENÉHO STROJE.....</b>	<b>52</b>
3.4.1 VÝPOČET MAGNETICKÝCH NAPĚTÍ A MAGNETIZAČNÍHO PROUDU .....	52
3.4.2 VÝPOČET ZTRÁT .....	59
3.4.3 ÚČINNOST A PŘÍKON STROJE.....	62
<b>4 MECHANICKÁ ANALÝZA.....</b>	<b>63</b>
4.1 DEFINICE MATERIÁLŮ .....	63
4.2 TVORBA SÍTĚ KONEČNÝCH PRVKŮ A VAZEB JEDNOTLIVÝCH KOMPONENT.....	63
4.3 VYHODNOCENÍ MECHANICKÉ ANALÝZY .....	66
4.4 KONSTRUKČNÍ ZMĚNY ROTORU.....	69
4.5 VÝSLEDNÉ PARAMETRY A ROZMĚRY MOTORU.....	74
<b>5 ANALÝZA MAGNETICKÉHO POLE V PROGRAMU MAXWELL.....</b>	<b>80</b>
5.1 TVORBA MODELU .....	80
5.2 TVORBA SÍTĚ KONEČNÝCH PRVKŮ A NASTAVENÍ ANALÝZY .....	80
5.3 ZHODNOCENÍ ANALÝZY .....	82
5.3.1 ANALÝZA STROJE PŘI JMENOVITÉM CHODU STROJE.....	82
5.3.2 ANALÝZA STROJE VE STAVU NAPRÁZDNO.....	83
<b>6 ZÁVĚR.....</b>	<b>89</b>
<b>LITERATURA .....</b>	<b>91</b>
<b>PŘÍLOHY .....</b>	<b>95</b>

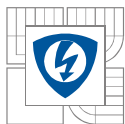
## SEZNAM OBRÁZKŮ

Obrázek 1: Diagram vyrobených vysokootáčkových strojů [1, 5, 7, 14-26].....	18
Obrázek 2: Řez synchronním strojem s: a) drážkovým statorem b) bezdrážkovým statorem .....	20
Obrázek 3: Topologie procesu výpočtu.....	20
Obrázek 4: a)hladký homogenní válec; b)válec s malým otvorem; c)tenký dutý válec[6] .....	21
Obrázek 5: Deformace rotoru pro a) první a b) druhé kritické otáčky[6].....	22
Obrázek 6: Podíl jednotlivých ztrát u vysokootáčkového motoru 37kW, 50kmin <sup>-1</sup> a běžného motoru 37kW, 1500min <sup>-1</sup> [7].....	23
Obrázek 7: Porovnání ztrát v železe pro různé materiály při magnetické indukci 1T a frekvenci 400 Hz [16, 35] .....	27
Obrázek 8: Pokles magnetické indukce na povrchu rotoru pod plně otevřenou statorovou drážkou [5, 6] .....	28
Obrázek 9: Dvouvrstvé vinutí se zkráceným krokem $W=5/6\tau_p$ , $Q_s=24$ , $p=1$ , $m=3$ , $q=4$ .....	29
Obrázek 10: Průběh magnetomotorických napětí a)soustředného a b)rozloženého vinutí[13] ....	30
Obrázek 11: Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře pod drážkou při konstantním otevření drážky $b_1$ pro různé délky vzduchové mezery $\delta$ ( $b_1/\delta=1$ ), 1) 1; 2) 1,25; 3) 1,67; 4) 2,25 převzato z [5].....	30
Obrázek 12: Detail statorové drážky s vyklenutým klínem[5, 6] .....	31
Obrázek 13: Okolí statorové drážky a trasa magnetického toku: a) normální drážka; b)vyklenutý klín z magnetického materiálu převzato z [5] .....	31
Obrázek 14: Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře pod drážkou při jednotné drážkové rozteči. Pro poměr $b_1/\delta=1$ . 1)běžná drážka, 2)klín s $\mu_r=2$ , 3)klín s $\mu_r=5$ , 4)klín s $\mu_r=10$ , 5)vyklenutý klín s $\mu_r=2$ , 6) vyklenutý klín s $\mu_r=5$ převzato z [5] .....	32
Obrázek 15: Výkonové omezení rotoru z materiálu s mezí namáhání 700 MPa v závislosti na otáčkách, převzato z [5] .....	33
Obrázek 16: Hladký masivní rotor [5].....	34
Obrázek 17: Masivní rotor s axiálním drážkováním [5] .....	34
Obrázek 18: Masivní rotor s axiálním drážkováním a zkratovacími kruhy [5] .....	34
Obrázek 19: Hladký rotor s vodivou vrstvou na povrchu[5] .....	35
Obrázek 20: Masivní rotor s klecí[5].....	35
Obrázek 21: Porovnání různých materiálů na klec z hlediska elektrické vodivosti a pevnosti v tahu [14] .....	36
Obrázek 22: Listěný rotor pro vysokootáčkový asynchronní stroj, převzato z [9] .....	36
Obrázek 23: Přehled použitých ložisek u některých již realizovaných vysokootáčkových strojů [2] .....	37
Obrázek 24: SKF hybridní keramické ložisko, převzato z [1] .....	38



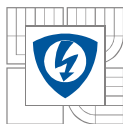
---

<i>Obrázek 25: Funkce dynamického vzduchového ložiska [1]</i> .....	38
<i>Obrázek 26: Základní nastavení aktivních magnetických ložisek nesoucích rotor, převzato z [1]</i>	39
<i>Obrázek 27: Závislost ztrát v železe na magnetické indukci plechu M250-35A pro frekvence 50Hz, 100Hz, 200Hz, 400Hz, 1000Hz, 2500 Hz [29]</i> .....	41
<i>Obrázek 28: Diagram návrhu stroje</i> .....	42
<i>Obrázek 29: Hlavní rozměry asynchronního motoru s klecí na krátko v řezu</i> .....	44
<i>Obrázek 30: Hlavní rozměry drážky a statorového zubu</i> .....	46
<i>Obrázek 31: Průřez jednoho paralelního pramenu statorového vodiče zvětšeného o izolaci</i> .....	48
<i>Obrázek 32: Tvar statorové drážky a její rozměry</i> .....	49
<i>Obrázek 33: Hlavní rozměry a uložení rotorových drážek</i> .....	50
<i>Obrázek 34: Rozměry statorového (a) a rotorového (b) zubu pro potřeby výpočtu magnetického napětí</i> .....	53
<i>Obrázek 35: Průnik B-H křivky plechu M250-35A a křivky <math>B_{d2}</math></i> .....	54
<i>Obrázek 36: Závislost koeficientu c na magnetické indukci, převzato z [6]</i> .....	58
<i>Obrázek 37: Část rotoru určená k simulaci s vykreslenou sítí konečných prvků</i> .....	65
<i>Obrázek 38: Rozmístění stupňů volnosti</i> .....	65
<i>Obrázek 39: Mechanické namáhání rotorové tyče</i> .....	67
<i>Obrázek 40: Mechanické namáhání zkratovacího kruhu</i> .....	67
<i>Obrázek 41: Mechanické namáhání jádra rotoru</i> .....	68
<i>Obrázek 42: Mechanické namáhání všech komponent rotoru</i> .....	68
<i>Obrázek 43: Deformace rotoru</i> .....	69
<i>Obrázek 44: Varianty úprav geometrie zkratovacího kruhu</i> .....	70
<i>Obrázek 45: Mechanické namáhání zkratovacího kruhu varianta a)</i> .....	71
<i>Obrázek 46: Mechanické namáhání zkratovacího kruhu varianta b)</i> .....	72
<i>Obrázek 47: Mechanické namáhání zkratovacího kruhu varianta c)</i> .....	72
<i>Obrázek 48: Rozložení proudové hustoty ve zkratovacím kruhu a tyči</i> .....	73
<i>Obrázek 49: Mechanické namáhání rotorové tyče</i> .....	76
<i>Obrázek 50: Mechanické namáhání zkratovacího kruhu</i> .....	77
<i>Obrázek 51: Mechanické namáhání rotorového jádra</i> .....	77
<i>Obrázek 52: Mechanické namáhání objímky 1</i> .....	78
<i>Obrázek 53: Mechanické namáhání objímky 2</i> .....	78
<i>Obrázek 54: Mechanické namáhání všech komponent rotoru</i> .....	79
<i>Obrázek 55: Deformace rotoru</i> .....	79
<i>Obrázek 56: Síť konečných prvků analyzovaného stroje</i> .....	81



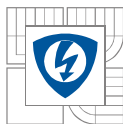
---

<i>Obrázek 57: Detail sítě konečných prvků ve vzduchové mezeře a povrchu stroje.....</i>	<i>81</i>
<i>Obrázek 58: Rozložení magnetické indukce při jmenovitém chodu v čase <math>t=0,215s</math>.....</i>	<i>82</i>
<i>Obrázek 59: Rozložení ztrát v železe rotoru při jmenovitém chodu.....</i>	<i>83</i>
<i>Obrázek 60: Rozložení magnetické indukce při chodu naprázdno v čase <math>t=0,215s</math> .....</i>	<i>84</i>
<i>Obrázek 61: Průběh hodnoty magnetické indukce <math>B_\delta</math> ve vzduchové mezeře ve stavu naprázdno .</i>	<i>84</i>
<i>Obrázek 62: Amplitudové spektrum průběhu magnetické indukce <math>B_\delta</math> ve středu vzduchové mezery pro prvních 50 harmonických.....</i>	<i>85</i>
<i>Obrázek 63: Rozložení magnetické indukce při chodu naprázdno v čase <math>t=0,215s</math> při použití magnetických klínů s relativní permeabilitou <math>\mu_r=3,6</math>.....</i>	<i>85</i>
<i>Obrázek 64: Rozložení magnetické indukce při chodu naprázdno v čase <math>t=0,215s</math> při použití magnetických klínů s relativní permeabilitou <math>\mu_r=7,2</math>.....</i>	<i>86</i>
<i>Obrázek 65: Průběh hodnoty magnetické indukce <math>B_\delta</math> ve vzduchové mezeře při chodu naprázdno s užitím magnetických klínů <math>\mu_r=3,6</math>.....</i>	<i>86</i>
<i>Obrázek 66: Průběh hodnoty magnetické indukce <math>B_\delta</math> ve vzduchové mezeře při chodu naprázdno s užitím magnetických klínů <math>\mu_r=7,2</math> .....</i>	<i>87</i>
<i>Obrázek 67: Amplitudové spektrum průběhů magnetické indukce <math>B_\delta</math> ve středu vzduchové mezery s užitím magnetických klínů s <math>\mu_r=3,6</math> a <math>\mu_r=7,2</math> pro prvních 50 harmonických .....</i>	<i>87</i>

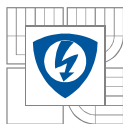


## SEZNAM TABULEK

<i>Tabulka 1: Výhody a nevýhody jednotlivých druhů ložisek[1]</i> .....	39
<i>Tabulka 2: Vstupní parametry motoru</i> .....	40
<i>Tabulka 3: Vlastnosti materiálů použitých při simulaci [30, 31]</i> .....	63
<i>Tabulka 4: Materiál přiřazený jednotlivým částem rotoru</i> .....	64
<i>Tabulka 5: Typy kontaktů přiřazené jednotlivým spojením</i> .....	64
<i>Tabulka 6: Velikost elementů sítě konečných prvků na jednotlivých částech stroje</i> .....	64
<i>Tabulka 7: Hodnoty mechanického napětí pro jednotlivé komponenty</i> .....	66
<i>Tabulka 8: Srovnání maximálního mechanického napětí zkratovacího kruhu pro různé varianty</i>	71
<i>Tabulka 9: Výsledné parametry a rozměry motoru dle analytického výpočtu a RMxpřt</i> .....	74
<i>Tabulka 10: Vypočtená mechanická namáhání a bezpečnostní koeficient pro jednotlivé komponenty motoru</i> .....	75
<i>Tabulka 11: Maximální vzdálenosti elementů sítě konečných prvků</i> .....	80
<i>Tabulka 12: Hodnoty extrahované z analýzy stroje při jmenovitém chodu</i> .....	82
<i>Tabulka 13: Hodnoty extrahované z analýzy stroje ve stavu naprázdno</i> .....	83

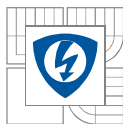
**SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK**

$a$	<i>počet paralelních větví vinutí</i>	$[-]$
$B$	<i>magnetická indukce</i>	$[T]$
$B'$	<i>zdánlivá magnetická indukce</i>	$[T]$
$b_l$	<i>otevření statorové drážky</i>	$[m]$
$b_4, b_5, b_{4c}, b_{5c}$	<i>šířky statorové drážky</i>	$[m]$
$b_{d1}, b_{d2}, b_{d3}, b_{d4}, b_{d5}$	<i>šířky statorového zubu</i>	$[m]$
$b_{dr1}, b_{dr2}, b_{dr3}$	<i>šířky rotorového zubu</i>	$[m]$
$b_{rt}$	<i>šířka rotorového zubu</i>	$[m]$
$b_{st}$	<i>šířka statorového zubu</i>	$[m]$
$B_{st}, B_{rt}$	<i>magnetická indukce v zubu statoru a rotoru</i>	$[T]$
$B_{st,av}$	<i>průměrná indukce zubu statoru</i>	$[T]$
$B_{sy}, B_{ry}$	<i>magnetická indukce ve jhu statoru a rotoru</i>	$[T]$
$B_\delta$	<i>magnetická indukce ve vzduchové mezeře</i>	$[T]$
$B_{\delta max}$	<i>maximální hodnota magnetické indukce ve vzduchové mezeře</i>	$[T]$
$C_M$	<i>koeficient tření</i>	$[-]$
$C_{mech}$	<i>mechanická konstanta stroje</i>	$[Ws/m^3]$
$\cos\varphi$	<i>účinník</i>	$[-]$
$D_{bar}$	<i>průměr rotorové tyče</i>	$[m]$
$D_{bearing}$	<i>vnitřní průměr ložiska</i>	$[m]$
$D_{in}, D_{out}$	<i>průměr vnější, vnitřní</i>	$[m]$
$D_r, D_{rin}$	<i>průměr rotoru vnější a vnitřní</i>	$[m]$
$d_{ring}$	<i>délka zkratovacího kruhu v axiálním směru</i>	$[m]$
$D_{rm}$	<i>maximální dovolený průměr rotoru</i>	$[m]$
$D_{shaft}$	<i>vnější průměr hřídele</i>	$[m]$
$D_{sIN}, D_{sOUT}$	<i>průměr statoru vnitřní a vnější</i>	$[m]$
$D_\delta$	<i>průměr vzduchové mezery</i>	$[m]$
$E$	<i>modul pružnosti</i>	$[Pa]$
$F$	<i>zátížení ložiska</i>	$[N/mm^2]$
$f$	<i>frekvence</i>	$[Hz]$
$f_{2p=2}, f_{2p=4}, f_{2p=6}$	<i>mechanická frekvence dvou, čtyř a šesti pólového stroje</i>	$[Hz]$
$h'$	<i>výška izolace mezi vinutím</i>	$[m]$
$h_1, h_2, h_3, h_4, h_5, h_6$	<i>výšky statorové drážky</i>	$[m]$
$h_{db}$	<i>odsazení rotorové tyče</i>	$[m]$
$h_{ring}$	<i>výška zkratovacího kruhu v radiálním směru</i>	$[m]$
$h_s$	<i>výška drážky</i>	$[m]$
$h_t$	<i>výška statorového zubu</i>	$[m]$
$h_{ys}, h_{yr}$	<i>výška jha statoru a rotoru</i>	$[m]$
$I$	<i>moment setrvačnosti</i>	$[m^4]$
$I_m$	<i>magnetizační proud</i>	$[A]$



---

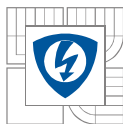
$I_r$	<i>proud rotorovou tyčí</i>	$[A]$
$I_r'$	<i>rotorový proud přepočtený na stator</i>	$[A]$
$I_{ring}$	<i>proud zkratovacím kruhem</i>	$[A]$
$I_s$	<i>statorový proud</i>	$[A]$
$J_{rb}, J_{ring}$	<i>proudová hustota rotorovou tyčí a zkratovacím kruhem</i>	$[A \cdot m^2]$
$J_{sc}$	<i>proudová hustota statorového vodiče</i>	$[A \cdot m^2]$
$k$	<i>bezpečnostní koeficient</i>	$[-]$
$k_{Cs}$	<i>Carterův činitel pro stator</i>	$[-]$
$k_{Cu}$	<i>činitel plnění mědi</i>	$[-]$
$k_{dj}, k_{dz}$	<i>činitel nerovnoměrného rozložení mag. toku ve jhu a zubu</i>	$[-]$
$k_f$	<i>koeficient drsnosti</i>	$[-]$
$k_{fe,s}; k_{fe,r}$	<i>činitel plnění železa statoru a rotoru</i>	$[-]$
$k_{Fe,st}; k_{Fe,sy}$	<i>korekční koeficient pro výpočet ztrát ve statorovém zubu a jhu</i>	$[-]$
$k_r$	<i>činitel rozlohy vinutí</i>	$[-]$
$K_{rs}$	<i>transformační poměr mezi rotorem a statorem</i>	$[-]$
$k_v$	<i>činitel vinutí</i>	$[-]$
$k_{wl}$	<i>činitel vinutí první harmonické</i>	$[-]$
$k_y$	<i>činitel zkrácení kroku</i>	$[-]$
$k_{yv}$	<i>činitel zkrácení kroku pro v-tou harmonickou</i>	$[-]$
$l'$	<i>ekvivalentní délka jádra</i>	$[m]$
$l_{av}$	<i>průměrná délka statorového vodiče jedné fáze</i>	$[m]$
$l_{fe}$	<i>délka rotorového svazku železa</i>	$[m]$
$l_{max}$	<i>maximální délka rotoru</i>	$[m]$
$l_r$	<i>délka rotoru</i>	$[m]$
$m$	<i>počet fází stroje</i>	$[-]$
$M_i$	<i>vnitřní moment</i>	$[Nm]$
$m_{st}$	<i>hmotnost statorových zubů</i>	$[kg]$
$m_{sy}$	<i>hmotnost statorového jha</i>	$[kg]$
$n$	<i>otáčky</i>	$[min^{-1}]$
$n$	<i>řád kritických otáček</i>	$[-]$
$N_s$	<i>počet závitů v sérii jedné fáze</i>	$[-]$
$N_{Str}$	<i>počet paralelních pramenů</i>	$[-]$
$n_{syn}$	<i>synchronní otáčky</i>	$[min^{-1}]$
$p$	<i>počet pólových dvojic</i>	$[-]$
$P_1$	<i>příkon</i>	$[W]$
$P_2$	<i>jmenovitý výkon</i>	$[W]$
$P_{add}$	<i>přídavné ztráty</i>	$[W]$
$P_{CuR}, P_{CuS}$	<i>ztráty ve vinutí rotoru a statoru</i>	$[W]$
$P_{Fe}$	<i>ztráty v železe</i>	$[W]$
$P_{Fe,c}$	<i>celkové ztráty v železe</i>	$[W]$
$P_{Fe,sr}$	<i>ztráty v železe statorových zubů</i>	$[W]$



---

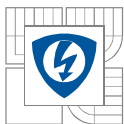
$P_{Fe, sy}$	<i>ztráty v železe statorového jha</i>	<i>[W]</i>
$P_{j2}$	<i>elektrické ztráty rotoru</i>	<i>[W]</i>
$P_{mech}$	<i>mechanický výkon na hřídeli</i>	<i>[W]</i>
$P_{S, Cu}$	<i>ztráty v mědi statoru</i>	<i>[W]</i>
$P_{\rho, bearing}$	<i>třecí ztráty v ložiscích</i>	<i>[W]</i>
$P_{\rho w}$	<i>celkové třecí ztráty rotoru</i>	<i>[W]</i>
$P_{\rho w1}$	<i>třecí ztráty na povrchu rotoru</i>	<i>[W]</i>
$P_{\rho w2}$	<i>třecí ztráty na koncích rotoru</i>	<i>[W]</i>
$q$	<i>počet drážek na pól a fázi</i>	<i>[-]</i>
$Q_p$	<i>počet drážek na pól</i>	<i>[-]</i>
$Q_s, Q_r$	<i>počet drážek statoru, rotoru</i>	<i>[-]</i>
$R_{bar}$	<i>odpor rotorové tyče</i>	<i>[Ω]</i>
$R_e$	<i>Couetter-Reynoldsovo číslo</i>	<i>[-]</i>
$R_r$	<i>odpor rotoru</i>	<i>[Ω]</i>
$R_r'$	<i>odpor rotoru přepočítaný na stator</i>	<i>[Ω]</i>
$R_{ring}$	<i>odpor zkratovacího kruhu</i>	<i>[Ω]</i>
$r_{rm}$	<i>maximální průměr rotoru</i>	<i>[m]</i>
$R_{S, Cu}$	<i>odpor vinutí statoru</i>	<i>[Ω]</i>
$S_{rb}$	<i>průřez rotorové tyče</i>	<i>[m<sup>2</sup>]</i>
$S_{ring}$	<i>průřez zkratovacího kruhu</i>	<i>[m<sup>2</sup>]</i>
$S_{sc}$	<i>plocha statorového vodiče</i>	<i>[m<sup>2</sup>]</i>
$S_{slot}$	<i>plocha drážky</i>	<i>[m<sup>2</sup>]</i>
$S_{ssmin}$	<i>minimální plocha statorové drážky</i>	<i>[m<sup>2</sup>]</i>
$S_{Str}$	<i>plocha paralelního pramenu</i>	<i>[m<sup>2</sup>]</i>
$U_m$	<i>magnetické napětí</i>	<i>[A]</i>
$U_{m, tcyrcle}$	<i>magnetické napětí v kruhové části statorového zubu</i>	<i>[A]</i>
$U_{m, tot}$	<i>celkové magnetizační napětí</i>	<i>[A]</i>
$U_{m, tr}$	<i>magnetické napětí v rotorovém zubu</i>	<i>[A]</i>
$U_{m, tstraight}$	<i>magnetické napětí v rovné části statorového zubu</i>	<i>[A]</i>
$U_{m, ys}$	<i>magnetické napětí ve statorovém jhu</i>	<i>[A]</i>
$U_{m, \delta e}$	<i>magnetické napětí ve vzduchové mezeře</i>	<i>[A]</i>
$U_n$	<i>jmenovité napětí</i>	<i>[V]</i>
$v_c$	<i>obvodová rychlost</i>	<i>[m·s<sup>-1</sup>]</i>
$v_{max}$	<i>maximální obvodová rychlost</i>	<i>[m·s<sup>-1</sup>]</i>
$v_p$	<i>Poissonovo číslo</i>	<i>[-]</i>
$V_{ys}, V_{ts}$	<i>objem jha a zubu statoru</i>	<i>[m<sup>3</sup>]</i>
$W_{tp}$	<i>krok vinutí</i>	<i>[-]</i>
$y_d$	<i>krok vinutí drážkový</i>	<i>[-]</i>
$z_{Qs}$	<i>počet vodičů jedné statorové drážky</i>	<i>[-]</i>





---

$\alpha$	<i>úhel</i>	$[^\circ]$
$\alpha_i$	<i>poměr mezi maximální a střední hodnotou magnetické indukce ve vzduchové mezeře</i>	$[-]$
$\gamma$	<i>vodivost</i>	$[S \cdot m^{-1}]$
$\delta$	<i>velikost vzduchové mezery</i>	$[m]$
$\delta e$	<i>ekvivalentní délka vzduchové mezery</i>	$[m]$
$\Delta p_{1,0}$	<i>měrné ztráty v železe</i>	$[W]$
$\Delta p_{cel}$	<i>celkové ztráty</i>	$[W]$
$\eta$	<i>účinnost</i>	$[\%]$
$\vartheta_{\omega max}$	<i>maximální teplota vinutí</i>	$[^\circ C]$
$\kappa$	<i>součinitel otevření drážky</i>	$[-]$
$\lambda$	<i>štíhlostní poměr</i>	$[-]$
$\mu$	<i>třecí koeficient</i>	$[-]$
$\mu_0$	<i>permeabilita vakua</i>	$[H \cdot m^{-1}]$
$\mu_d$	<i>dynamická viskozita</i>	$[Pa \cdot s]$
$\mu_r$	<i>relativní permeabilita materiálu</i>	$[-]$
$\rho$	<i>hustota materiálu</i>	$[kg \cdot m^{-3}]$
$\rho_{Cu20}, \rho_{Cu160}$	<i>měrný odpor mědi při 20°C a 160°C</i>	$[\Omega m]$
$\rho_{Glid20}, \rho_{Glid200}$	<i>měrný odpor Glidcopu Al-15 při 20°C a 200°C</i>	$[\Omega m]$
$\sigma_{max}$	<i>maximální dovolené namáhání</i>	$[Pa]$
$\tau_p$	<i>pólová rozteč</i>	$[m]$
$\tau_u$	<i>drážková rozteč</i>	$[m]$
$\tau_{us}, \tau_{uR}$	<i>drážková rozteč statoru a rotoru</i>	$[m]$
$\tau_{ys}, \tau_{yr}$	<i>pólová rozteč ve středu statorového a rotorového jha</i>	$[m]$
$\Phi_\delta$	<i>magnetický tok ve vzduchové mezeře</i>	$[Wb]$
$\chi$	<i>štíhlostní poměr</i>	$[-]$
$\omega$	<i>mechanická úhlová rychlost</i>	$[rad/s]$



## ÚVOD

Vysokootáčkové motory jsou v posledních desetiletích vyvíjeny pro mnoho průmyslových aplikací. Jsou používány jako poháněcí stroje pro kompresory, vakuové pumpy, vývěvy, ale také v automobilovém průmyslu a lokomotivách. Vývoj ve výkonové elektrotechnice nám umožnil kvalitní regulaci rychlosti pomocí frekvenčních měničů. Použití těchto vysokootáčkových přímých pohonů bez použití převodové části přináší řadu výhod: snížení celkového objemu zastavěných prostor, nižší hmotnost, minimalizaci mechanických ztrát, nákladů na údržbu a menší hlučnost.

Avšak návrh vysokootáčkových motorů je velmi náročný úkol. Návrh vysokootáčkového stroje je spjat s mnoha komplikacemi. Konstruktor musí splnit řadu požadavků, jak mechanických, tepelných, tak i elektrických. Každý z těchto požadavků definuje vhodné řešení. Cílem této práce je elektromagnetický návrh vysokootáčkového stroje  $350\text{ kW}$  a  $40000\text{ min}^{-1}$  s ohledem na mechanické a tepelné namáhání.

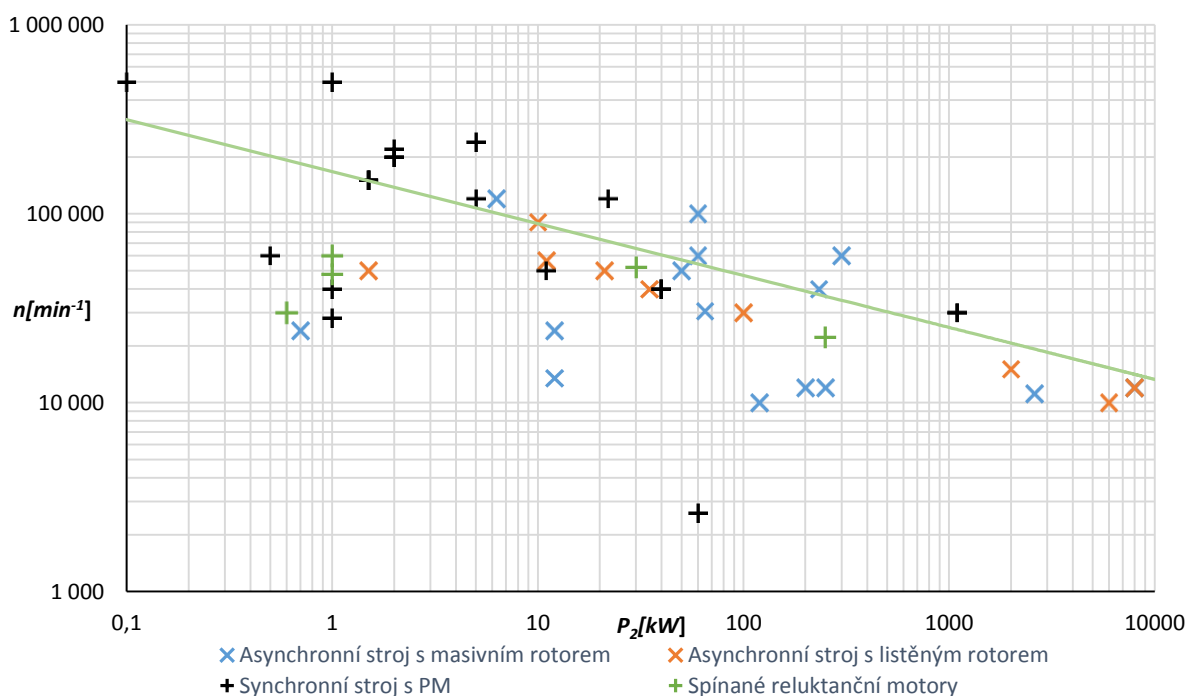
O aspektu návrhu vysokootáčkových strojů bylo v minulosti vydáno velké množství článků. Tato práce ve své druhé kapitole uvádí teoretické poznatky pro optimání návrh vysokootáčkového stroje. Tyto poznaky jsou dále aplikovány při elektromagnetickém návrhu vysokootáčkového asynchronního stroje.

# 1 ÚVOD DO PROBLEMATIKY VYSOKOOTÁČKOVÝCH STROJŮ

## 1.1 Definice vysokých otáček

V první řadě je důležité definovat otáčky, pro které bude daný stroj nazýván vysokootáčkovým strojem. Zmenšováním stroje, by bylo možné dosáhnout libovolně vysokých otáček, v mezích technologie. Z toho vyplývá, že posuzovat vysokootáčkové stroje jen podle kritéria otáček  $n$  by nebylo korektní [1].

Jako vhodné kritérium, které definuje vysokootáčkové stroje, je považována obvodová rychlost, protože bere v úvahu i velikost stroje. Mechanické namáhání rotoru je jedním z hlavních faktorů, které limitují rychlost otáčení a je závislé na obvodové rychlosti rotoru. Nicméně toto kritérium prakticky představuje stupeň mechanického využití stroje. Tomuto kritériu by také vyhovovaly velmi velké generátory pracující na 50/60 Hz, které můžeme s těžší považovat za vysokootáčkové stroje [1]. Jen stroje napájené měničem nebo stroje s regulací rychlosti mohou být nazývány vysokootáčkové, jak je poznamenáno v [2].



Obrázek 1: Diagram vyrobených vysokootáčkových strojů [1, 5, 7, 14-26]

Na Obr. 1 jsou vyneseny příklady některých vysokootáčkových strojů, které byly v minulosti vyrobeny [1, 5, 7, 14-26]. Na vertikální ose je jmenovitý výkon  $P_2$ . Na horizontální ose jsou otáčky  $n$ . Vztah mezi jmenovitým výkonem a otáčkami jednotlivých strojů je přibližně ve shodě s empirickým vztahem, který byl odvozen v [2]. Autoři udávají empirický vztah:  $\log n = 4,27 - 0,275 \cdot P_2$  mezi jmenovitým výkonem  $P_2$  a otáčkami  $n$ . Tento vztah je prezentován křivkou v Obr. 1[1].

## 1.2 Přehled konstruovaných vysokootáčkových strojů

### 1.2.1 Vysokootáčkové asynchronní motory

Prvním typem motorů používaných ve vysokootáčkových aplikacích jsou vysokootáčkové asynchronní motory. Jsou používány zejména kvůli své jednoduchosti, robustnosti a tepelné odolnosti. Z Obr. 1 je patrné, že tyto motory se používají s oblibou pro větší výkony než  $P_2 > 1 \text{ kW}$ . Konstrukční provedení vysokootáčkových asynchronních motorů jsou detailně probrány v kapitole č. 3. Motory s masivním rotorem jsou schopné vydržet obvodovou rychlost až  $v_c < 400 \text{ ms}^{-1}$  [14]. Nevýhodou jsou poměrně vysoké rotorové ztráty, které jsou způsobené vířivými proudy. Vířivé proudy vznikají v důsledku vyšších harmonických a limitují hustotu výkonu stroje [3].

### 1.2.2 Vysokootáčkové synchronní stroje s permanentními magnety

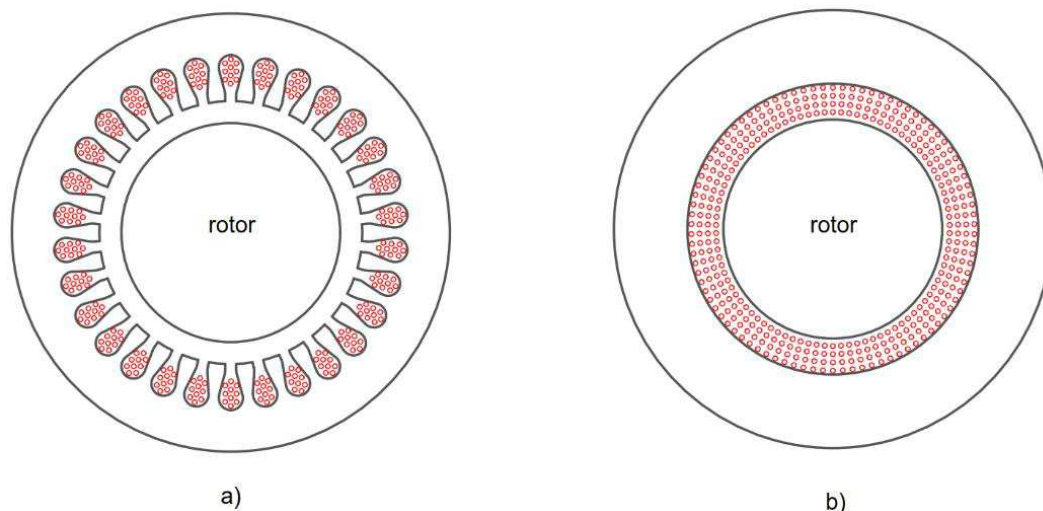
Druhým nejpoužívanějším typem strojů ve vysokootáčkových aplikacích jsou synchronní stroje s permanentními magnety. V posledních dvou desetiletích roste popularita těchto strojů. Ve vysokootáčkových aplikacích začínají ve velké míře nahrazovat asynchronní motory. Pro rozšíření těchto strojů ve vysokootáčkových aplikacích jsou stěžejní dva faktory. První je cenová konkurenceschopnost a dostupnost vzácných zemin a druhá je požadavek vzniku účinných řízených aplikací [1, 2].

Jak je patrné z Obr. 1, nejvyšších otáček dosahují právě synchronní stroje s permanentními magnety. Díky dostupnosti kvalitních permanentních magnetů, mohou synchronní stroje s PM dosahovat vyšší hustoty výkonu a také vyšší účinnosti. Nevýhodou těchto strojů je nižší obvodová rychlost rotoru, která dosahuje hodnot až  $v_c < 300 \text{ ms}^{-1}$ . Rotor vysokootáčkových synchronních strojů bývá obvykle vybaven například titanovou objímkou, která zlepšuje mechanické vlastnosti rotoru [14].

Rozeznáváme dvě základní topologie provedení magnetického obvodu statoru, které jsou vidět na Obr. 2. Jedná se o synchronní motor s drážkovým statorem a s bezdrážkovým statorem. Optimální magnetická indukce ve vzduchové mezeře u vysokootáčkových strojů je obvykle nízká (v případě synchronních strojů s permanentními magnety  $B_\delta = 0,43\text{--}0,48 \text{ T}$ ), což vede k návrhu strojů s velkou vzduchovou mezerou. Místo fyzického zvětšování vzduchové mezery je výhodnější vyrobit stroj s bezdrážkovým statorem. Tímto způsobem se zvětší plocha vodičů a umožní zvětšení jmenovitého proudu. Takto jsou částečně kompenzovány ztráty hustoty výkonu způsobené snížením magnetické indukce [1].

### 1.2.3 Spínané reluktanční motory

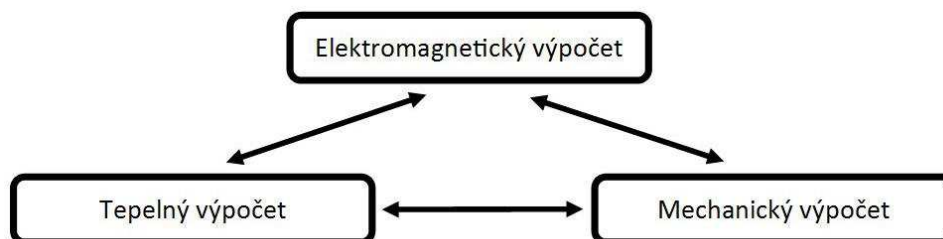
Tyto stroje nejsou tak běžné pro vysokootáčkové aplikace jako asynchronní motory a synchronní motory s PM. Běžná oblast použití těchto strojů je do jmenovitého výkonu  $P_2 = 1 \text{ kW}$  a v nízkonákladové masové produkci pro spotřebiče jako jsou vysavače. I přesto byly vyvinuty některé spínané reluktanční motory pro speciální aplikace. Mají nízkou poruchovost, jednoduchou konstrukci a jsou schopné pracovat ve velmi drsných podmínkách (okolní teploty až  $400 \text{ }^\circ\text{C}$ ), proto jsou vhodnou volbou pro některé aplikace [14].



Obrázek 2: Řez synchronním strojem s: a) drážkovým statorem b) bezdrážkovým statorem

### 1.3 Limity vysokootáčkových strojů

Maximální velikost otáček je limitována různými parametry, jako je mechanické namáhání, teplota, kritické otáčky. Tyto parametry nejsou závislé pouze na otáčkách, ale i na výkonu, velikosti stroje, elektrickém a magnetickém zatížení stroje [1]. Tato omezení ovlivňují volbu materiálů rotoru a rozměrů rotoru. Konstruktor musí splnit řadu požadavků, jak mechanických, tepelných, tak i elektrických. Každý z těchto požadavků definuje vhodné řešení a je potřeba provádět návrh ve vzájemné interakci (Obr. 3).



Obrázek 3: Topologie procesu výpočtu

#### 1.3.1 Odstředivá síla

Při návrhu vysokootáčkových strojů hraje hlavní roli působení odstředivé síly na rotor. Odstředivá síla vzniká, když se rotor otáčí kolem své axiální osy. Rotor musí vydržet mechanické namáhání, které je závislé na otáčkách [6]. Při určitých otáčkách dosáhne mechanické namáhání takové hodnoty, při které jsou mechanické deformace materiálu již nevratné. V tomto případě dojde k destrukci rotoru. Proto musíme dbát na to, aby všechny mechanicky namáhané části rotoru byly pod hranicí maximálního dovoleného namáhání použitých materiálů rotoru [7]. Maximální poloměr rotoru je dán vztahem [6]:

$$r_{rm} < \sqrt{\frac{\sigma_{\max}}{C' \cdot \rho \cdot \omega^2}} \quad (2.3.1)$$

kde  $C' = \frac{3 + \nu_p}{8}$  pro hladký homogenní válec (Obr. 4: a)),

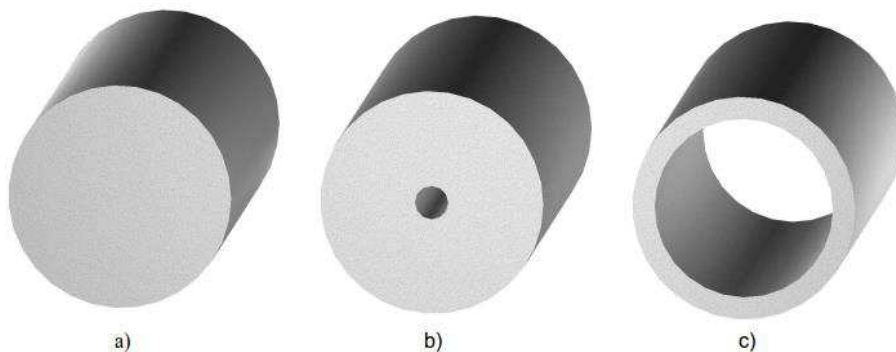
$$C' = \frac{3 + \nu_p}{4} \text{ pro válec s malým otvorem (Obr. 4: b)),}$$

$$C' \approx 1 \text{ pro tenký dutý válec (Obr. 4: c)),}$$

kde  $\sigma_{max}$  je maximální dovolené namáhání,  $\omega$  je mechanická úhlová rychlost,  $\rho$  je hustota materiálu,  $\nu_p$  je Poissnovo číslo (tj. poměr mezi prodloužením tyče k jejímu příčnému zkrácení při tahové deformaci) [6]. Přičemž maximální průměr rotoru volíme s určitým bezpečnostním koeficientem:

$$k = \frac{D_{rm}}{D_r} \quad (2.3.2)$$

kde  $D_{rm}$  je maximální dovolený průměr rotoru,  $D_r$  je průměr rotoru. Tento poměr obvykle volíme v rozmezí  $k=1,2-1,8$ . Tento bezpečnostní koeficient zavádíme kvůli nehomogenitám a výrobním tolerancím materiálu [7].



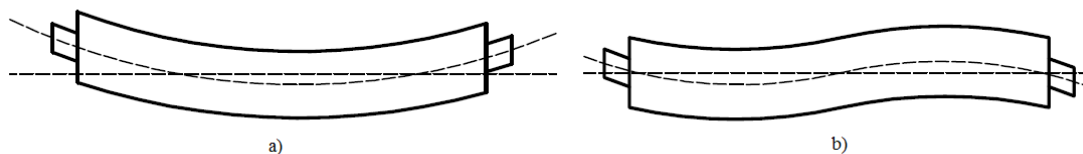
Obrázek 4: a) hladký homogenní válec; b) válec s malým otvorem; c) tenký dutý válec [6]

### 1.3.2 Kritické otáčky

Maximální délka rotoru je omezena kritickými otáčkami rotoru. Jejich příčinou je mechanická nevyváženost rotoru. Nastávají, když jsou otáčky rotoru totožné s jednou z mechanických rezonančních frekvencí [1]. Při nejnižších kritických otáčkách dochází k ohnutí rotoru ve dvou uzlech, jak je vidět na Obr. 5: a). Při druhé kritické rychlosti dochází k ohnutí rotoru ve třech uzlech [6]. Vztah pro maximální délku rotoru  $l_{max}$ , která zaručuje, že rotor bude pracovat pod  $n$ -tou kritickou rychlostí:

$$l_{max}^2 = n^2 \frac{\pi^2}{k \cdot \omega} \sqrt{\frac{E \cdot I}{\rho \cdot S}} \quad (2.3.3)$$

kde  $S$  je plocha průřezu válce rotoru,  $E$  je modul pružnosti materiálu rotoru,  $I$  je moment setrvačnosti pro válec  $I = \pi \cdot (D_{out}^4 - D_{in}^4) / 64$ ,  $n$  je řád kritických otáček,  $k$  je koeficient bezpečnosti,  $\rho$  je hustota materiálu [6].



Obrázek 5: Deformace rotoru pro a) první a b) druhé kritické otáčky[6]

Rotor může pracovat pod prvními kritickými otáčkami, nebo mezi kritickými otáčkami, což ovšem snižuje rozsah pracovních otáček do úzké oblasti. Většinou je štíhlostní poměr  $\chi=l/D$  volen tak, aby motor pracoval pod prvními kritickými otáčkami [6].

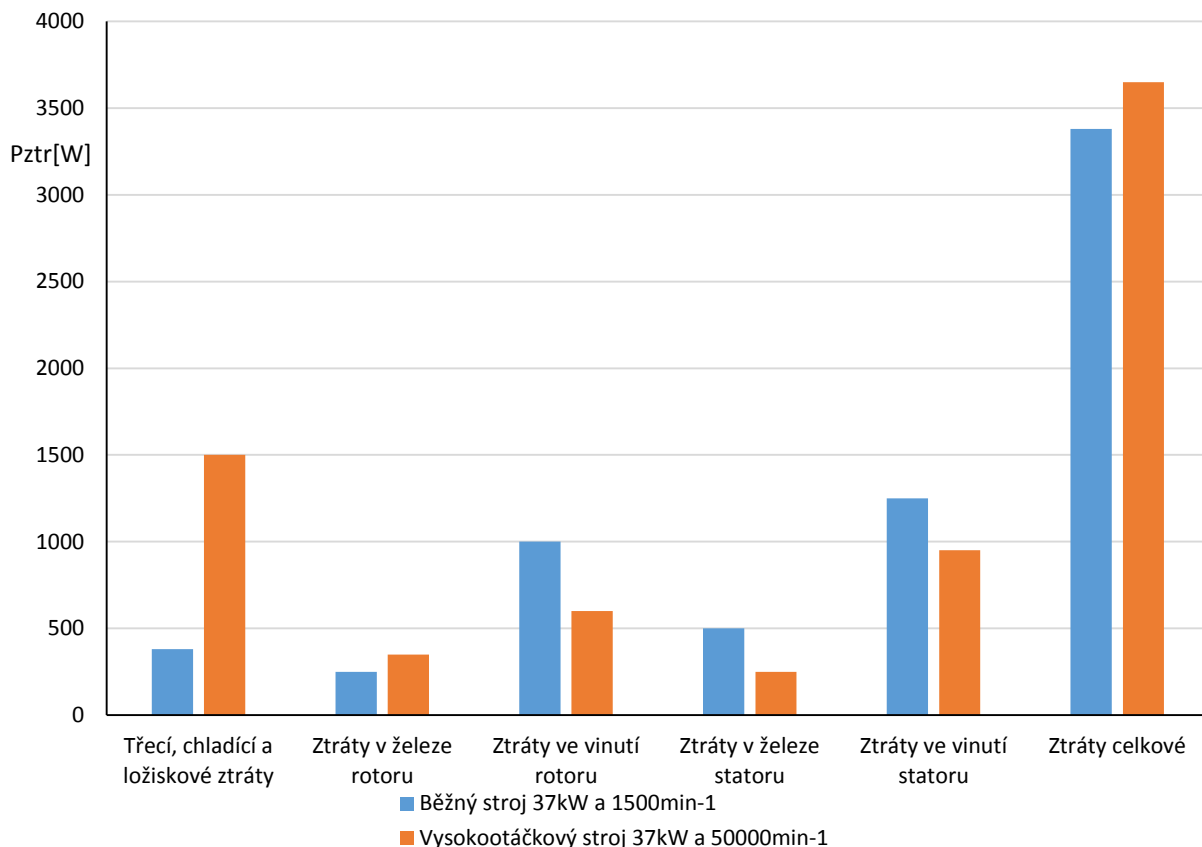
### 1.3.3 Tepelné namáhání

Tepelné omezení je limit společný pro všechny stroje. Tepelné chování stroje je závislé na ztrátách a velikosti stroje. Ve vysokootáčkových aplikacích je velmi často kladen důraz na velkou hustotu výkonu stroje, což výrazně ovlivňuje velikost stroje. Velká hustota výkonu klade velké požadavky na chlazení stroje [12]. Maximální teplota vinutí omezuje maximální oteplení stroje. Tato hodnota je určena podle třídy izolace a u běžných strojů je obvykle použita třída izolace F. Její maximální teplota je  $\vartheta_{w,max}=155\text{ }^{\circ}\text{C}$ [4]. Při práci stroje ve vysokých otáčkách jsou ztráty v mědi  $P_{S,Cu}=RI^2$  jen malou částí celkových ztrát a nejsou závislé na frekvenci. Hlavní část celkových ztrát tvoří ztráty v železe  $P_{Fe}$ , ztráty třením  $P_{pw}$  a elektrické ztráty rotoru  $P_{j2}$ . Elektrické ztráty v rotoru jsou složeny ze ztrát v kleci (v případě asynchronního motoru) a přídavných rotorových ztrát [2].

#### 1.3.3.1 Rozdělení ztrát ve vysokootáčkovém motoru

Rozdělení ztrát ve vysokootáčkovém motoru se poměrně liší od ztrát v konvenčně vyráběných motorech. V [7] byl uveden podíl jednotlivých ztrát u vysokootáčkového asynchronního motoru  $37\text{ kW}$  a  $50000\text{ min}^{-1}$  a běžného asynchronního motoru  $37\text{ kW}$  a  $1500\text{ min}^{-1}$ . Vysokootáčkový motor byl vybaven masivním rotorem s měděnou objímkou na povrchu. Celkové ztráty těchto motorů jsou vidět na Obr. 6. U vysokootáčkového stroje byly menší ztráty v mědi statoru z důvodu menšího odporu vinutí. Ztráty v železe byly redukovány zvětšenou vzduchovou mezerou a použitím tenčích plechů. Z obrázku je patrné, že ztráty třecí, chladicí a ložiskové byly u vysokootáčkového motoru čtyřikrát větší, což má za následek vyšší celkové ztráty [7].





Obrázek 6: Podíl jednotlivých ztrát u vysokootáčkového motoru 37kW, 50kmin<sup>-1</sup> a běžného motoru 37kW, 1500min<sup>-1</sup> [7]

### 1.3.3.2 Ztráty v železe

Ztráty v železe se skládají ze ztrát vířivými proudy a ztrát hysterezních. Ztráty v železe pro velké frekvence napájecího napětí jsou dány vztahem [13]:

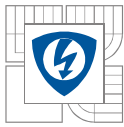
$$\Delta P_{Fe} = \Delta p_{1,0} \left( \frac{f_1}{50} \right)^\beta \cdot (k_{dj} \cdot B_{sy}^2 \cdot m_{ys} + k_{dz} \cdot B_{st,av}^2 \cdot m_{ts}) \quad (2.3.4)$$

kde  $\beta$  je koeficient závislý na typu železa,  $f$  je napájecí frekvence,  $\Delta p_{1,0}$  jsou měrné ztráty v železe specifické pro každý plech,  $k_{dj}$  a  $k_{dz}$  činitele nerovnoměrného rozložení magnetického toku v příslušných částech,  $B_{sy}$  indukce ve jhu statoru,  $B_{st,av}$  je průměrná indukce v zubu statoru,  $m_{ys}$  je hmotnost statorového jha a  $m_{ts}$  je hmotnost statorových zubů [6]. Jsou dvě možnosti redukce ztrát v železe. První je zmenšení magnetické indukce  $B$  ve jhu a zubech statoru. Magnetická indukce bývá u vysokootáčkových strojů výrazně menší než u běžně vyráběných strojů. Druhou možností je snížení koeficientu  $k_0$  použitím tenčích nízkoztrátových plechů. Používají se plechy o tloušťce 0,35 mm a méně, typy užívaných plechů jsou uvedeny v kapitole 3.1.1. Čím tenčí plechy použijeme, tím menší budou ztráty v železe [1, 11].

### 1.3.3.3 Mechanické ztráty

Mechanické ztráty jsou složeny z třecích ztrát v ložiscích, třecích ztrát otáčejícího se rotoru a ventilačních ztrát. Ztráty v ložiscích jsou závislé na typu, otáčkách, mazivu a zatížení ložiska. Jednotliví výrobci ložisek udávají pokyny pro výpočet ložiskových ztrát [6]. V [6] je uveden základní vztah pro výpočet ložiskových ztrát:





$$P_{\rho, bearing} = 0,5 \cdot \omega \cdot \mu \cdot F \cdot D_{bearing} \quad (2.3.5)$$

kde  $\omega$  je úhlová rychlost,  $\mu$  třecí koeficient,  $F$  zatížení ložiska a  $D_{bearing}$  vnitřní průměr ložiska [6].

Třecí ztráty rotoru jsou významnější se zvětšující se rychlostí stroje. Tyto ztráty jsou způsobené třením mezi rotujícím povrchem rotoru a okolním plynem. Třecí ztráty rotoru jsou rozděleny na ztráty ve vzduchové mezeře  $P_{pw1}$  a ztráty na koncích rotoru  $P_{pw2}$ . Třecí ztráty na povrchu rotoru ve vzduchové mezeře jsou dány vztahem 2.3.6 [6]:

$$P_{pw1} = \frac{1}{32} k_f \cdot C_M \cdot \rho \cdot \pi \cdot \omega^3 \cdot D_r^4 \cdot l_r \quad (2.3.6)$$

kde  $k_f$  je koeficient drsnosti (pro hladký povrch  $k_f=1$ , obvykle  $k_f=1-1,4$ ),  $C_M$  koeficient tření,  $\omega$  úhlová rychlost rotoru,  $D_r$  průměr rotoru,  $l_r$  délka rotoru. Koeficient  $C_M$  je dán následovně [6]:

$$C_M = 10 \frac{(2\delta / D_r)^{0.3}}{Re_\delta} \quad \text{pro } Re_\delta < 64 \quad (2.3.7)$$

$$C_M = 2 \frac{(2\delta / D_r)^{0.3}}{Re_\delta^{0.6}} \quad \text{pro } 64 < Re_\delta < 5 \cdot 10^2 \quad (2.3.8)$$

$$C_M = 1,03 \frac{(2\delta / D_r)^{0.3}}{Re_\delta^{0.5}} \quad \text{pro } 5 \cdot 10^2 < Re_\delta < 5 \cdot 10^4 \quad (2.3.9)$$

$$C_M = 0,065 \frac{(2\delta / D_r)^{0.3}}{Re_\delta^{0.2}} \quad \text{pro } 5 \cdot 10^4 < Re_\delta \quad (2.3.10)$$

kde  $\delta$  je délka vzduchové mezery,  $D_r$  průměr rotoru a  $Re_\delta$  Couette Reynoldsovo číslo, které je dáno vztahem 2.3.11 [6].

$$Re_\delta = \frac{\rho \cdot \omega \cdot D_r \cdot \delta}{2\mu_d} \quad (2.3.11)$$

kde  $\rho$  je hustota chladicího média,  $\omega$  úhlová rychlost rotoru,  $D_r$  průměr rotoru,  $\delta$  velikost vzduchové mezery,  $\mu_d$  dynamická viskozita chladicího média [6].

Ztráty na koncích rotoru jsou dány vztahem 2.3.12:

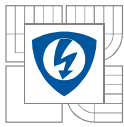
$$P_{pw2} = \frac{1}{64} C_M \cdot \rho \cdot \omega^3 \cdot (D_r^5 - D_{rin}^5) \quad (2.3.12)$$

kde  $D_r$  je průměr rotoru,  $D_{rin}$  vnitřní průměr rotoru,  $\omega$  úhlová rychlost rotoru,  $C_M$  koeficient tření, který je dán následovně [6]:

$$C_M = \frac{3,87}{Re_r^{0.5}} \quad \text{pro } Re_r < 3 \cdot 10^5 \quad (2.3.13)$$

$$C_M = \frac{0,146}{Re_r^{0.2}} \quad \text{pro } Re_r > 3 \cdot 10^5 \quad (2.3.14)$$

kde  $Re_r$  je Reynoldsovo číslo, které je dáno:



$$\text{Re}_r = \frac{\rho \omega D_r^2}{4\mu_d} \quad (2.3.15)$$

kde  $\rho$  je hustota chladícího média,  $D_r$  průměr rotoru,  $\omega$  úhlová rychlost rotoru,  $\mu_d$  dynamická viskozita chladícího média. Celkové třecí ztráty povrchem rotoru jsou dány vztahem 2.3.16 [6]:

$$P_{\rho w} = P_{\rho w1} + P_{\rho w2} \quad (2.3.16)$$

Ze vzorce 2.3.6 je patrné, že třecí ztráty rostou v závislosti na obvodové rychlosti a průměru rotoru. Z hlediska ztrát vychází lépe dlouhé štíhlé rotory, ale délka rotoru je omezena kritickými otáčkami.

## 2 KONSTRUKCE VYSOKOOTÁČKOVÝCH ASYNCHRONNÍCH STROJŮ

Projektem zadaný motor  $350\text{ kW}$  a  $40\,000\text{ min}^{-1}$  se nachází na hranici realizovatelnosti a je určen pro pohon cirkulátorů helia pro elektrárny jaderné fúze. Pro tento návrh volím asynchronní stroj z dále uvedených důvodů.

- Jedná se o vysokootáčkový motor s poměrně velkým výkonem. Pro tak velké výkony se používají ve vysokootáčkových aplikacích spíše asynchronní stroje (Obr. 1).
- Pro motor o tomto výkonu a otáčkách by byly pořizovací náklady na magnety větší ve srovnání s náklady na asynchronní stroj.
- Motor bude umístěn v elektrárně, kde je dostatek prostoru, nejsem nijak limitován velikostí stroje. Z toho důvodu nevádí použití asynchronního stroje s menší výkonovou hustotou proti synchronnímu stroji.
- Jelikož jde o stroj navrhovaný na hranici realizovatelnosti, je vhodné použít asynchronní stroj s masivním rotorem, kvůli jeho mechanické robustnosti a možnosti pracovat s obvodovou rychlostí až  $v_c=400\text{ ms}^{-1}$ .

Proto se dále omezím jen na vysokootáčkové asynchronní stroje. V této kapitole budou podrobně popsány konstrukční možnosti jen vysokootáčkových asynchronních strojů. Konstrukce vysokootáčkových asynchronních strojů se v mnoha ohledech neliší od běžných asynchronních strojů. Stator je tvořen z dynamových plechů, po jeho obvodu je v drážkách navinuto statorové vinutí. Ve vysokootáčkových aplikacích jsou používány dva základní druhy rotorů. Jedná se o stroje s masivním rotorem nebo listěným rotorem. Hřídel rotoru je pomocí ložisek uložena v ložiskových štítech. Ložiska jsou další velmi důležitou částí vysokootáčkových strojů a jsou na ně kladeny velké nároky.

### 2.1 Magnetický obvod statoru

Konstrukce magnetického obvodu statoru se výrazně neliší od klasického asynchronního motoru, je tvořena prstenci z plechů. Prstence mají po svém vnitřním obvodu drážky, ve kterých je navinuto statorové vinutí. Plechy používané pro běžné napájecí frekvence  $50\text{ Hz}$  nejsou vhodné pro vysokootáčkové aplikace, kvůli příliš vysokým ztrátám vířivými proudy a hysterezním ztrátám. Pro výpočet ztrát v železe vysokootáčkového asynchronního stroje lze použít vzorec 2.3.4 [5, 7].

Vířivé proudy indukované v magnetickém obvodu statoru působí proti změně magnetického toku a vytlačují magnetický tok z materiálu. Vlivem tohoto jevu se sníží magnetická vodivost materiálu statoru, vnitřní části materiálu nejsou použity jako cesty pro magnetický tok. Definujeme zde vzdálenost od povrchu, kde hodnota magnetického toku poklesne přibližně na 37% své původní hodnoty. Nazýváme ji hloubka průniku  $\delta$  a je definovaná vztahem [7]:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \gamma}} = \sqrt{\frac{1}{\pi \cdot f \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \gamma}} \quad (3.1.1)$$

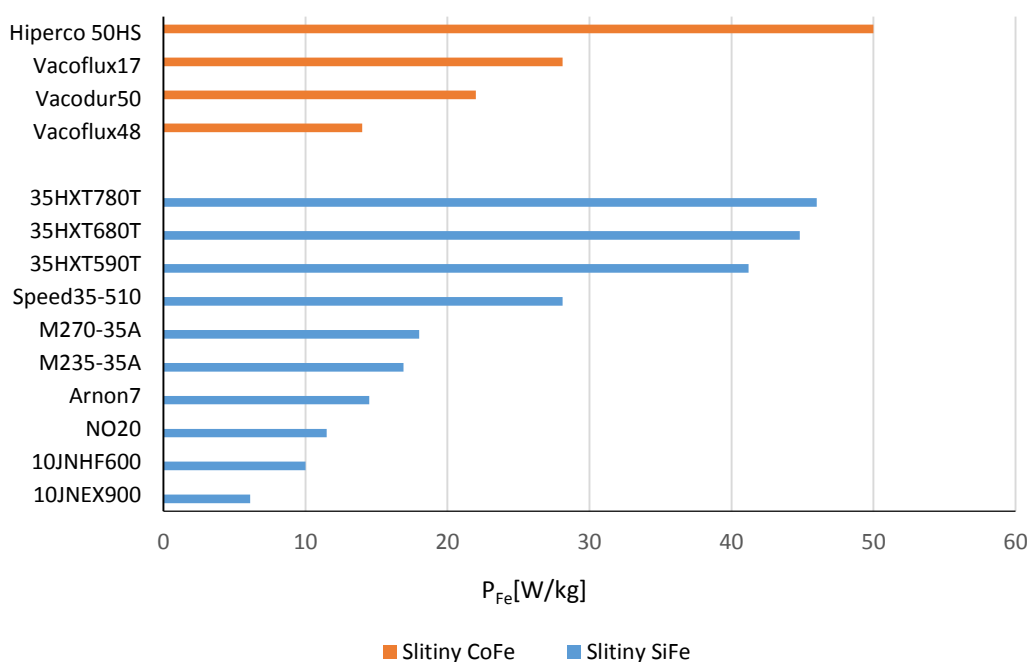
kde  $\omega$  je úhlová frekvence,  $f$  je frekvence statorového proudu,  $\mu_0$  permeabilita vakua,  $\mu_r$  je relativní permeabilita materiálu plechů a  $\gamma$  je vodivost materiálu plechů [7].

Jak již bylo řečeno, vysokootáčkové stroje bývají napájeny z frekvenčního měniče o velké frekvenci mezi  $500\text{--}2000\text{ Hz}$ . S ohledem na vysokou frekvenci musíme volit velmi jakostní plechy.

Při návrhu vysokootáčkových strojů se nejčastěji používají plechy tloušťky  $0,1-0,35\text{ mm}$ . Volba tloušťky plechu je kompromis mezi ztrátami v železe a výrobními náklady. S ohledem na ztráty je výhodnější volit užší plechy, které jsou ale dražší a náročnější na výrobu a zpracování [1, 7].

### 2.1.1 Plechy používané ve vysokootáčkových aplikacích

Na statorové plechy a rotor bývají nejčastěji používány dva druhy slitin. První skupinou jsou slitiny křemíku a železa SiFe(35HXT780T, Speed35-510, M270-35A, M235-35A, Arnon 7, NO20, 10JNHF600, 10JNEX900) a druhou skupinou jsou slitiny kobaltu a železa CoFe(Hiperco 50HS, Vacoflux17, Vacodur50, Vacoflux 48). Jak již bylo zmíněno, důležitým parametrem při výběru plechů pro vysokootáčkový stroj je velikost ztrát v železe. Na Obr. 7 je vidět srovnání ztrát v železe při magnetické indukci  $1\text{ T}$  a frekvenci  $400\text{ Hz}$  některých materiálů používaných ve vysokootáčkových aplikacích [16].

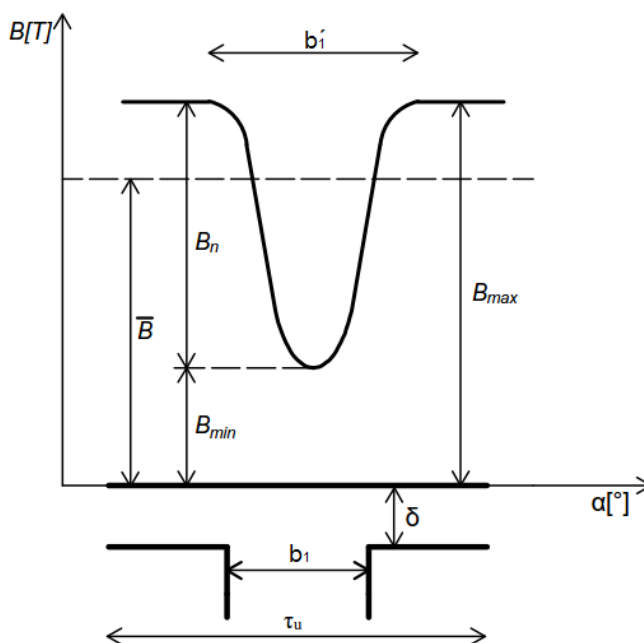


Obrázek 7: Porovnání ztrát v železe pro různé materiály při magnetické indukci  $1\text{ T}$  a frekvenci  $400\text{ Hz}$  [16, 35]

M270-35A a M235-35A jsou plechy běžně používané pro sériově vyráběné stroje velkých výkonů, jako jsou trakční stroje. Tyto plechy jsou tlusté  $0,35\text{ mm}$  s mezí skluzu mezi  $350\text{ MPa}$  až  $450\text{ MPa}$ . Ve vysokootáčkových aplikacích jsou používány tenčí plechy jako Arnon7 a NO20 o tloušťce  $0,20\text{ mm}$ . Ztráty v železe jsou výrazně nižší u tenčích plechů, jak je patné z Obr. 7. Překonávání vysokootáčkových limitů tlačí výzkum v oblasti materiálů k překonávání tradičních hranic, jako je tomu u 10JNEX. Jedná se o plech ze slitiny SiFe o tloušťce  $0,10\text{ mm}$ . Tato slitina má o 50% nižší ztráty při stejné frekvenci ve srovnání s ostatními tenkostěnnými plechy pro vysokootáčkové stroje. To umožňuje konstruktérovi posouvat základní frekvence ve statoru. Snižování ztrát v železe vede ke snižování meze skluzu daného materiálu. V případě statorových plechů nejsme mezí skluzu nijak limitováni, ovšem při návrhu listěného rotoru je mez skluzu dalším důležitým parametrem [16].

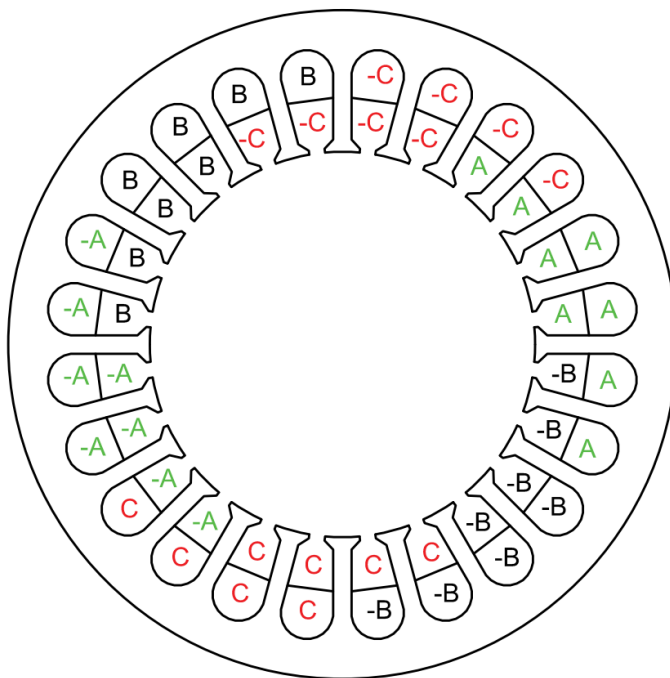
## 2.2 Statorové vinutí

Hladký sinusový průběh magnetické indukce vzduchovou mezerou na povrchu rotoru je další důležitou věcí při návrhu vysokootáčkového stroje. V případě neharmonického průběhu dochází k indukovaní velkého množství ztrát v rotoru vlivem vyšších harmonických. Je tomu tak zejména v případě použití masivního rotoru, který je popsán v kapitole 3.3. Neharmonické průběhy jsou způsobeny otevřením statorových drážek a konečným počtem drážek[5, 7]. Na Obr. 8 je vidět průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře pod plně otevřenou drážkou. V případě bezdrážkového statoru by hodnota magnetické indukce byla  $B_{max}$ , při použití drážkovaného statoru klesne hodnota magnetické indukce na hodnotu  $B_{min}$ . Hodnota  $B_{min}$  je závislá na drážkovém otevření  $b_1$  a velikosti vzduchové mezeře  $\delta$ . Otevření statorové drážky má velký vliv na pokles magnetické indukce ve vzduchové mezeře a tedy i vliv na vyšší harmonické způsobené tímto poklesem [5, 6].



Obrázek 8: Pokles magnetické indukce na povrchu rotoru pod plně otevřenou statorovou drážkou [5, 6]

Snahou při návrhu magnetického obvodu a vinutí statoru je omezit počet vyšších harmonických. Toho lze dosáhnout zvýšením počtu drážek nebo použitím dvouvrstvého vinutí, které umožňuje zkrácení kroku a tím eliminaci vyšších harmonických. Při návrhu je vhodné použít dvouvrstvé vinutí se zkráceným krokem  $W=5/6\tau_p$ . Použitím tohoto zkráceného kroku dosáhneme eliminace 5. a 7. harmonické. Příklad tohoto vinutí rozloženého v drážkách statoru je vidět na Obr. 9. Jedná se o třífázový, dvojpólový stroj, který má 24 statorových drážek. Detailní náčrtek statorového vinutí je uveden v příloze D.



Obrázek 9: Dvouvrstvé vinutí se zkráceným krokem  $W=5/6\tau_p$ ,  $Q_s=24$ ,  $p=1$ ,  $m=3$ ,  $q=4$

### 2.2.1 Činitel vinutí

Podává informaci o využití vinutí. Uvažuje zmenšení indukovaného napětí ve fázi vinutí elektrického stroje, uloženého v drážkách, ve srovnání s napětím, které by se indukovalo ve vinutí se stejným počtem závitů, ale s plným krokem, rovným pólové rozteči a jež by bylo soustředěno do jedné cívky. Je dán vztahem [13]:

$$k_v = k_y \cdot k_r \quad (3.2.1)$$

kde  $k_y$  je činitel kroku a  $k_r$  je činitel rozlohy [13].

#### 2.2.1.1 Činitel zkrácení kroku

Činitel zkrácení kroku pro  $v$ -tou harmonickou je dán vztahem [13]:

$$k_{yv} = \sin v \cdot \left( \frac{y}{\tau_p} \cdot \frac{\pi}{2} \right) = \sin v \cdot \left( \frac{y_d}{Q_p} \cdot \frac{\pi}{2} \right) \quad (3.2.2)$$

kde  $y$  je krok vinutí,  $\tau_p$  pólová rozteč,  $y_d$  je krok vinutí drážkový a  $Q_p$  je počet drážek na pól [13].

U vysokootáčkových asynchronních strojů se nejčastěji používá dvouvrstvé vinutí se zkráceným krokem. Zkrácení kroku nazýváme poměr skutečného kroku vinutí  $y_k$  velikosti pólové rozteče  $\tau_p$ . Nejčastější používaný poměr je v rozmezí  $y/\tau_p = (0,79-0,833)$ . Při tomto poměru jsou nejvíce eliminované páté a sedmé harmonické [13].

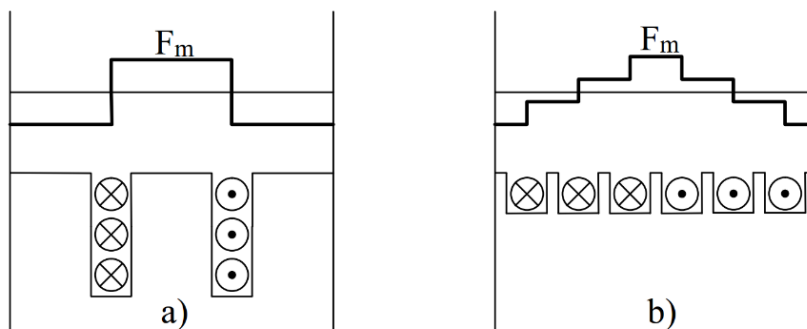
#### 2.2.1.2 Činitel rozlohy vinutí

Rozložením vinutí do několika sousedních drážek  $Q$  po obvodu statoru, dosáhneme schodovitěho průběhu magnetomotorického napětí, jak je vidět na Obr. 10. Indukované napětí

v rozloženém vinutí bude menší než ve vinutí soustředném, ale magnetomotorické napětí bude obsahovat menší počet vyšších harmonických. Činitel rozlohy je dán vztahem [13]:

$$k_r = \frac{\sin \frac{\pi}{2 \cdot m \cdot v}}{q \cdot \sin \frac{\pi}{2 \cdot m \cdot v \cdot q}} \quad (3.2.3)$$

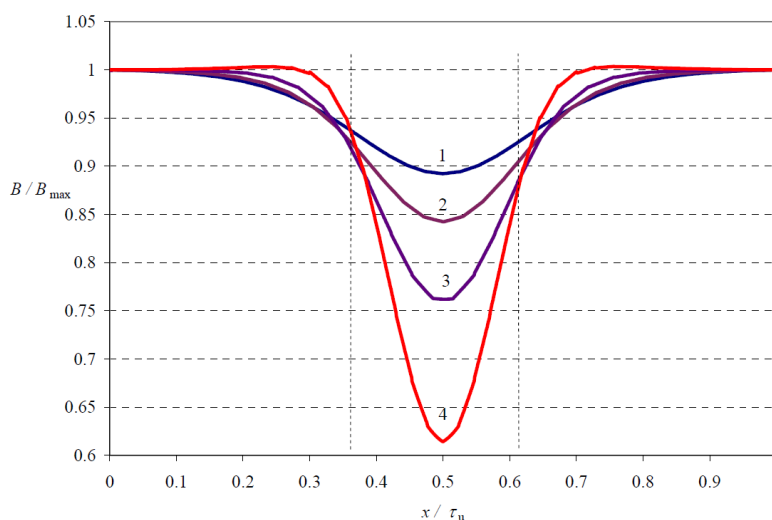
kde  $m$  je počet fází stroje,  $v$  řád harmonické a  $q$  je počet drážek na pól a fázi [13].



Obrázek 10: Průběh magnetomotorických napětí a) soustředného a b) rozloženého vinutí [13]

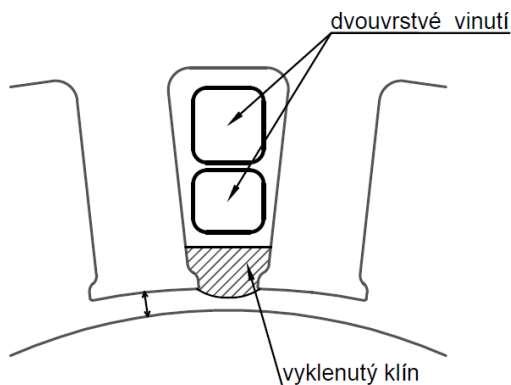
## 2.3 Eliminace vyšších harmonických na povrchu rotoru

Zvětšením vzduchové mezery lze také jednoduše eliminovat vyšší harmonické způsobené otevřením drážek a vyhladit průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře. Na Obr. 11 je vidět průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře pod drážkou při konstantním otevření drážky  $b$  a změně délky vzduchové mezery. Zvětšení vzduchové mezery způsobí nárůst ztrát v mědi statorového vinutí vlivem zvětšení magnetizačního proudu. Proto hledáme kompromis mezi zvýšením statorových ztrát v mědi a snížením ztrát vířivými proudy [5].

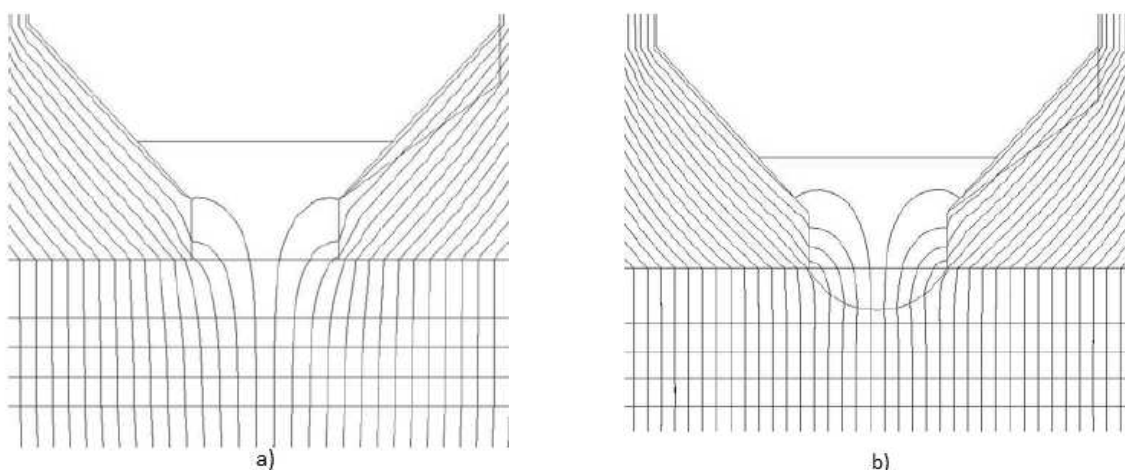


Obrázek 11: Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře pod drážkou při konstantním otevření drážky  $b_1$  pro různé délky vzduchové mezery  $\delta$  ( $b_1 / \delta = 1$ ), 1) 1; 2) 1,25; 3) 1,67; 4) 2,25 převzato z [5]

Změna otevření drážky je další možností jak vyhladit tok vzduchovou mezerou. Toto provedení je velmi výhodné, ale je omezeno výrobními kritérii vinutí. Tyto dvě úpravy nemusí být dostatečné. Proto se v [5] Jussi Hupponen věnoval zlepšení průběhu magnetické indukce ve vzduchové mezeře způsobené drážkováním statoru. Jako řešení je zde naznačeno použití magnetického klínu, kterým se drážka uzavře po vsypání vinutí. Toto provedení je vidět na Obr. 12.



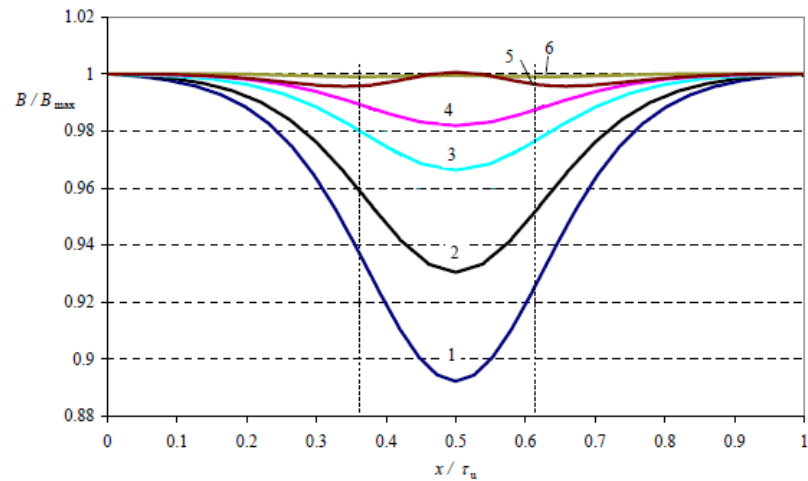
Obrázek 12: Detail statorové drážky s vyklenutým klínem[5, 6]



Obrázek 13: Okolí statorové drážky a trasa magnetického toku: a) normální drážka; b) vyklenutý klín z magnetického materiálu převzato z [5]

Materiál klínů má malou relativní permeabilitu, obvykle bývá  $\mu_r = (2 \div 5)$  [5]. Na Obr. 13 je vidět průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře při různých modifikacích klínu, při jednotné drážkové rozteči. Z obrázku je patrné, že při použití magnetického klínu nedochází k tak výraznému poklesu magnetické indukce jako v případě běžné drážky. Se zvětšující se relativní permeabilitou klínu je pokles magnetické indukce menší. V případě klínu s vyklenutím, který je vidět na Obr. 14, je pokles magnetické indukce nejmenší.



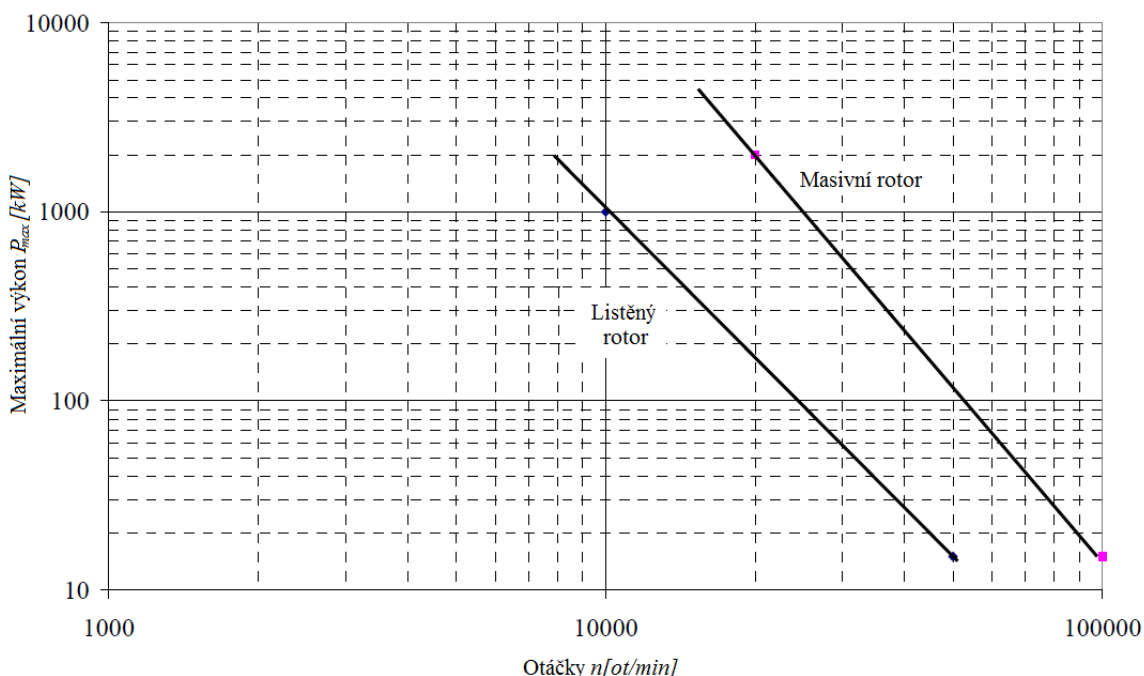


Obrázek 14: Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře pod drážkou při jednotné drážkové rozteči. Pro poměr  $b_1/\delta=1$ . 1) běžná drážka, 2) klín s  $\mu_r=2$ , 3) klín s  $\mu_r=5$ , 4) klín s  $\mu_r=10$ , 5) vyklenutý klín s  $\mu_r=2$ , 6) vyklenutý klín s  $\mu_r=5$  převzato z [5]

## 2.4 Rotor

Ve vysokootáčkových aplikacích jsou na rotor kladeny velmi vysoké nároky kvůli velkému mechanickému namáhání, protože odstředivé síly narůstají s kvadrátem rychlosti. Mechanické namáhání rotoru odstředivými silami bylo popsáno v kapitole 2.3.1. Při návrhu je nutné najít vhodný kompromis mezi otáčkami, mechanickou pevností a účinností.

Při návrhu vysokootáčkových asynchronních strojů volíme ze dvou základních provedení rotoru. Jedná se o masivní rotor a listěný rotor. Masivní rotor může být použit v širokém spektru výkonů od několika kilowatt po desítky megawatt. Hlavní oblast použití masivních rotorů je tam, kde vzhledem k vysokým otáčkám nesplňuje listěný rotor podmínky mechanického namáhání, jak je vidět z Obr. 15. Masivní rotor má velkou mechanickou pevnost a jeho výroba je nenáročná oproti listěnému rotoru. Listěný rotor má naopak lepší elektrické vlastnosti jako je výkon, účinnost a účinník [5].

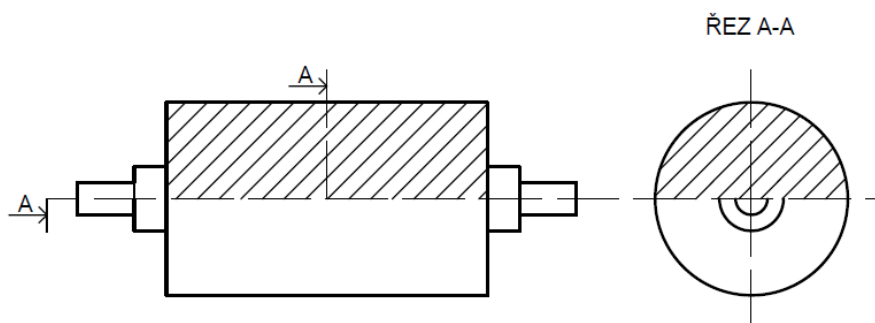


Obrázek 15: Výkonové omezení rotoru z materiálu s mezí namáhání 700 MPa v závislosti na otáčkách, převzato z [5]

### 2.4.1 Masivní rotor

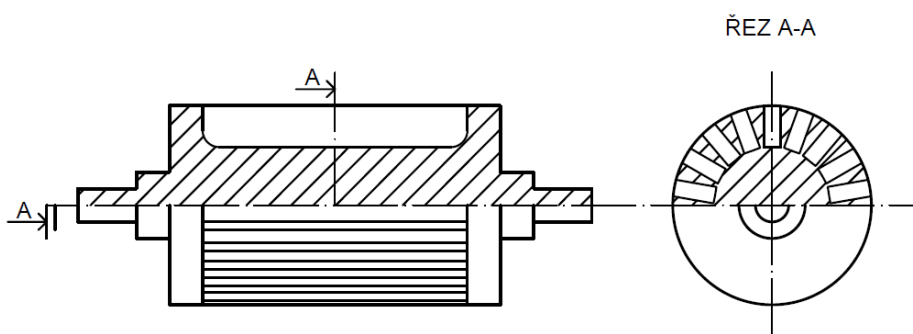
Masivní rotor má jádro z jednoho kusu feromagnetického materiálu s velkou pevností, díky čemuž může dosáhnout velmi vysokých rychlostí. V [14] byly popsány již realizované asynchronní motory s masivním rotorem. Maximální zaznamenaná obvodová rychlost masivního rotoru byla až  $v_c = 367 \text{ ms}^{-1}$ . Rozeznáváme 4 základní modifikace, používané pro zlepšení jeho vlastností: masivní rotor s axiálním drážkováním, rotor s axiálními drážkami a zkratovacími kruhy, masivní rotor s klecí a masivní rotor s hladkou vrstvou na povrchu [8].

Na Obr. 16 je vidět hladký masivní rotor. Tento typ rotoru je nejjednodušší a nejlevnější na výrobu. Tento rotor má nejlepší mechanické vlastnosti, ale nejhorší elektrické vlastnosti vzhledem k ostatním provedením masivních rotorů. Kvůli své vysoké impedanci má rotor relativně malý výkon, velký skluz a ztráty [5].



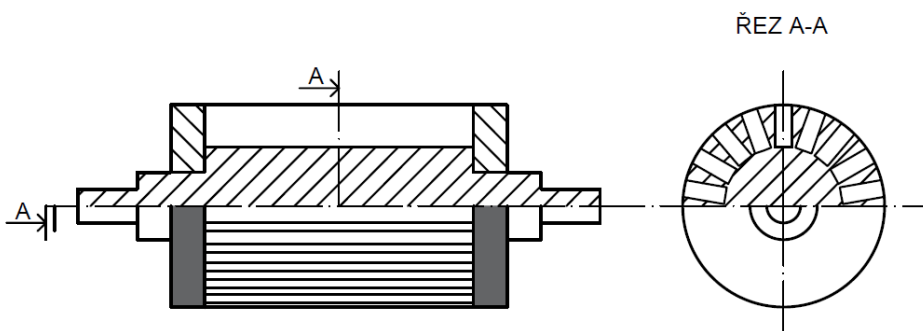
Obrázek 16: Hladký masivní rotor [5]

Induktivní složku lze zmenšit použitím feromagnetického materiálu s co nejmenším poměrem magnetické permeability k elektrické vodivosti [5]. Další nevýhodou je, že v rotoru se indukují vířivé proudy, které vytlačují magnetické indukční čáry k povrchu rotoru. Elektrické vlastnosti hladkého masivního rotoru lze zlepšit zvětšením hloubky vniku magnetického pole do rotoru. Větší hloubky vniku magnetického pole do rotoru se v praxi dosahuje pomocí axiálního drážkování masivního rotoru (Obr. 17) [6, 8].



Obrázek 17: Masivní rotor s axiálním drážkováním [5]

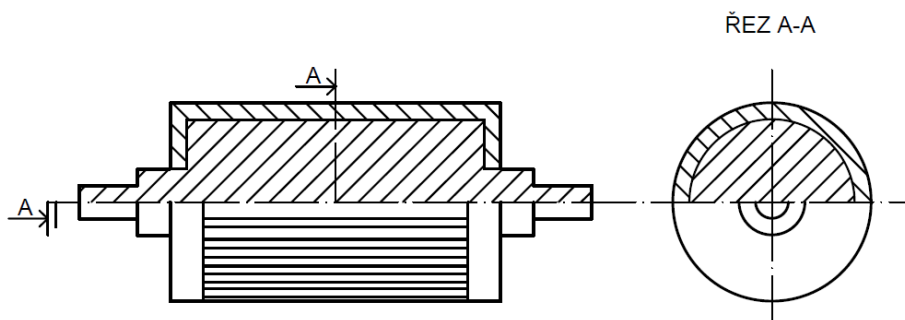
Dalším koncepčním řešením je masivní rotor s axiálním drážkováním a se zkratovacími kruhy. Proudů tečou v rotorovém zubu pod statorovým svazkem, na konci jsou zkratovány kruhy z vysoce vodivého materiálu např. měď, přičemž zkratovací kruhy jsou umístěny mimo statorový svazek [6, 8].



Obrázek 18: Masivní rotor s axiálním drážkováním a zkratovacími kruhy [5]

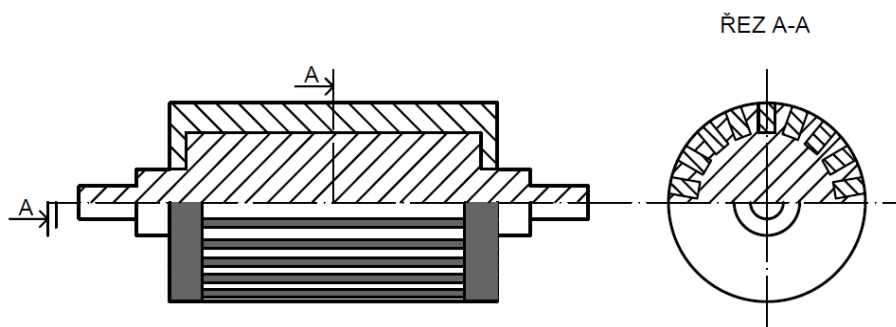
Dalším možným konstrukčním řešením je pokrytí rotoru vysoce vodivým materiálem, jako je měď nebo její slitiny. Toto provedení je vidět na Obr. 19. Měděná vrstva se chová jako

nekonečný počet rotorových tyčí [14]. Relativní permeabilita mědi je  $\mu_{r(Cu)}=0,99991$ , což je permeabilita blízká vzduchu. Za takového předpokladu se nám pomyslně zvětší vzduchová mezera a dojde k eliminaci vyšších harmonických magnetického toku, které indukují vířivé proudy v rotoru [7, 8]. Toto provedení je mechanicky robustní a dosahuje větší efektivity, než motor s obyčejným masivním rotorem. Tato topologie je používána u rotorů s nejvyšší obvodovou rychlostí  $v_c$ . V [26] je popsán asynchronní motor s masivním rotorem s vodivou vrstvou na povrchu s výkonem  $300\text{ kW}$  a  $60000\text{ min}^{-1}$ .



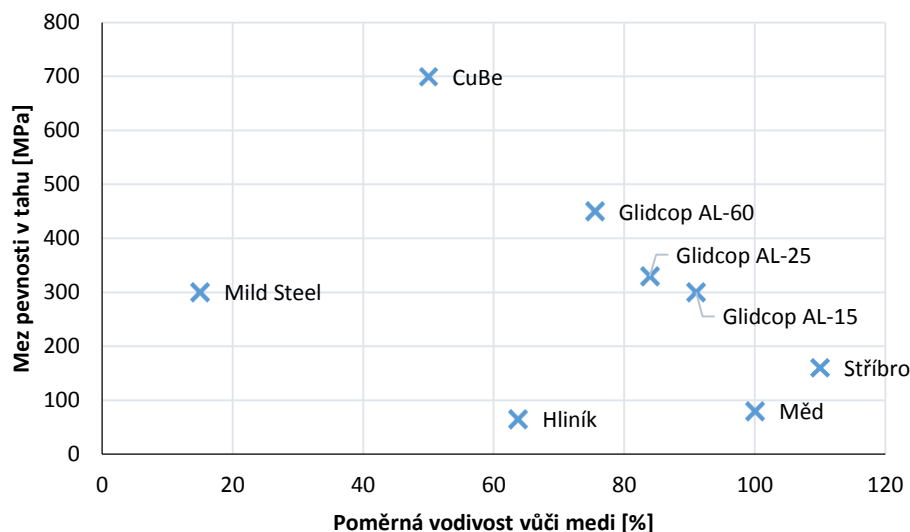
Obrázek 19: Hladký rotor s vodivou vrstvou na povrchu[5]

Nejlepší elektromagnetické vlastnosti vykazuje masivní rotor s klecí, ale není odolný vůči mechanickému namáhání jako předchozí konstrukce [8]. Tento rotor má v axiálních drážkách vložené tyče, které jsou na svých koncích připojeny ke zkratovacím kruhům. Tato topologie kombinuje mechanickou pevnost masivního rotoru a elektromagnetický výkon klece [14].



Obrázek 20: Masivní rotor s klecí[5]

Kruhy a tyče jsou namáhány stejně jako materiál rotoru odstředivými silami, proto je velmi důležitý správný výběr jejich materiálu. Kvůli malé mezi kluzu není běžná měď obvykle používána ve vysokootáčkových aplikacích. Se vzrůstající teplotou se pevnost mědi ještě zmenšuje. Na Obr. 21 jsou vyneseny různé druhy používaných materiálů u vysokootáčkových asynchronních motorů. Jsou porovnány z hlediska elektrické vodivosti k pevnosti v tahu, což jsou dva nejdůležitější parametry, které ovlivňují návrh klece. Nejčastěji jsou používány vysoko-pevnostní slitiny mědi, jako je měď-zirkonium ( $\text{CuZr}$ ), měď-beryllium ( $\text{CuBe}$ ) a slitiny mědi a oxidu hlinitého Glidcop ( $\text{CuAl}_2\text{O}_3$ ) [14].

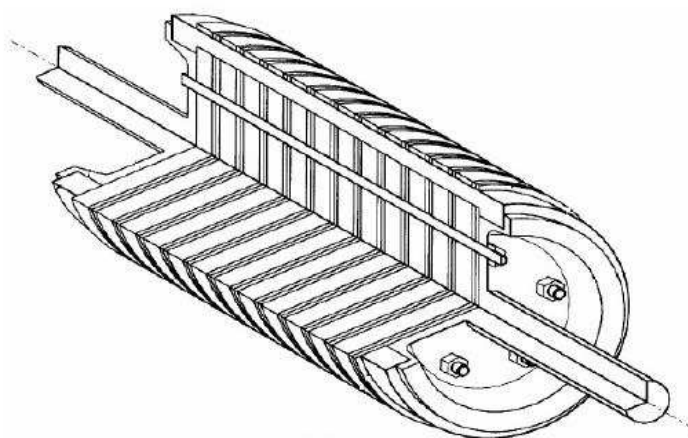


Obrázek 21: Porovnání různých materiálů na klec z hlediska elektrické vodivosti a pevnosti v tahu [14]

## 2.4.2 Listěný rotor

Listěné rotory jsou druhou skupinou rotorů, které se používají ve vysokootáčkových aplikacích do obvodové rychlosti  $v_c < 200 \text{ ms}^{-1}$  [10]. Ve [14] byl popsán listěný rotor dosahující obvodové rychlosti  $v_c$  až  $290 \text{ ms}^{-1}$ . Konstrukce listěného rotoru se výrazně liší od běžně používaných rotorů. Tento rotor je zobrazen na Obr. 22, jde o rotor patentovaný společností Reliance Electric Technologies, LLC (USA) v roce 2001. Listěný rotor by měl být použit ve vysokootáčkových aplikacích, dokud to mechanické namáhání rotoru dovoluje. Ve srovnání s masivním rotorem dosahuje tato topologie vyšší účinnosti o 2-3% [14].

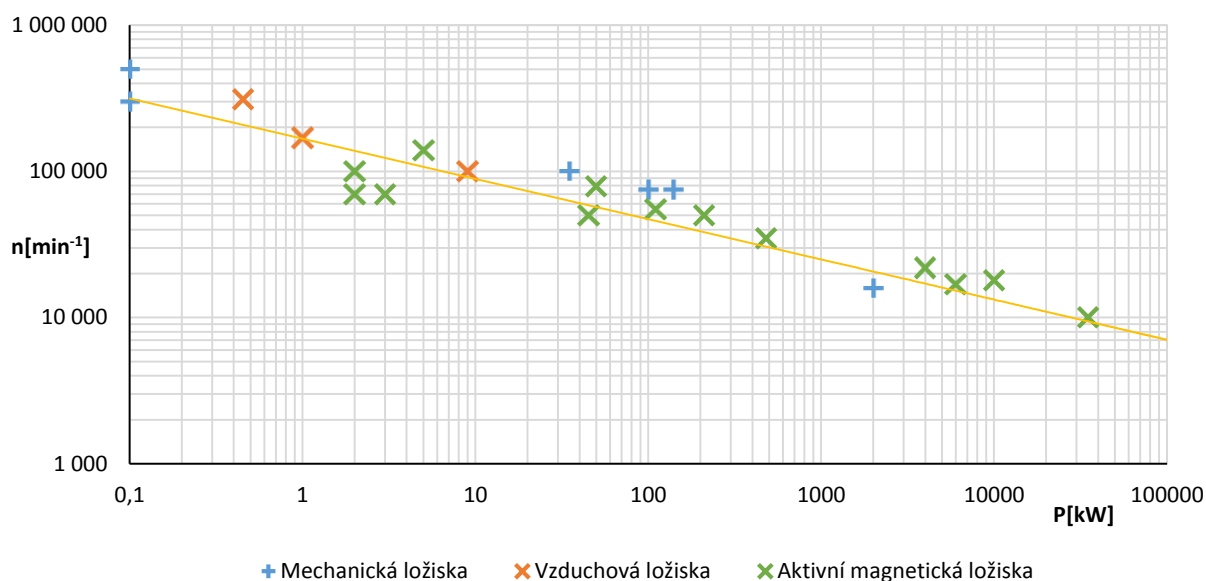
Rotor je složen z plechů, které jsou mezi sebou izolovány. Při výběru plechů je třeba dbát na požadavek velké mechanické pevnosti a dobrých magnetických vodivostí. V praxi se nejvíce využívá slitin Co-Fe a Si-Fe [10, 16]. Rotorové plechy nejsou nalisovány na hřídeli, ale jsou svázány přes příruby pomocí svorníků [9].



Obrázek 22: Listěný rotor pro vysokootáčkový asynchronní stroj, převzato z [9]

## 2.5 Ložiska vysokootáčkových strojů

Z mechanického hlediska nepřináší vysoké otáčky jen problém s mechanickým namáháním rotoru odstředivými silami. Velmi důležitá je rovněž správná volba vhodných ložisek. Ložiska jsou jednou z klíčových součástí vysokootáčkového motoru. Na Obr. 23 jsou vynesena ložiska některých již realizovaných strojů. U malých vysokootáčkových strojů jsou nejčastěji používána mechanická, aktivní magnetická ložiska a vzduchová ložiska. U velkých strojů jsou využívány především aktivní magnetická ložiska. Podle mezinárodní normy IEC 60034-1 musí ložiska vydržet rychlostní přetížení 120% jmenovitých otáček po dobu 2 minut bez nevratných deformací [2]. Vlastnosti a omezení jednotlivých ložisek jsou uvedeny výrobcem pro konkrétní typy.



Obrázek 23: Přehled použitých ložisek u některých již realizovaných vysokootáčkových strojů [2]

### 2.5.1 Mechanická ložiska

Vysokootáčková kuličková ložiska jsou tradiční volbou. Hlavní výhodou kuličkových ložisek je jednoduchost, velikost, velká robustnost, přijatelná cena a dlouhá životnost. Životnost vysokootáčkových ložisek je závislá na kvalitě mazání a velikosti zatížení ložiska. Kvůli relativně velkým ztrátám třením, musí být ložiska volena s ohledem na jejich pracovní teplotu. Při napájení vysokootáčkových strojů z frekvenčního měniče existuje riziko vzniku ložiskových proudů, které nepříznivě ovlivňují životnost ložisek [27].

Vhodnou volbou jsou hybridní kuličková ložiska, která jsou vyrobena z nitridu křemíku ( $\text{Si}_3\text{N}_4$ ), toto ložisko je vidět na Obr. 24. Izolační schopnosti nitridu křemíku zabraňují vzniku ložiskových proudů a tím prodlužují životnost ložisek. Tato ložiska mají vysokou pevnost a tvrdost oproti klasickému kuličkovému ložisku. Díky tvrdosti materiálu není tento typ ložisek příliš náchylný na poškození při špatném mazání, nebo provozu ve znečištěném prostředí [28].

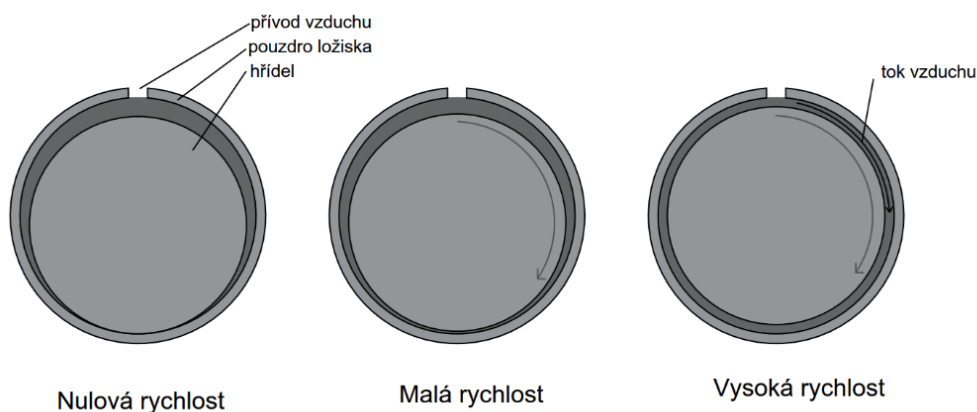


Obrázek 24: SKF hybridní keramické ložisko, převzato z [1]

### 2.5.2 Vzduchová ložiska

Jsou také nazývána aerostatická nebo aerodynamická. Vzduchová ložiska drží hřídel rotoru pomocí tenkého filmu tekutiny (stlačeného vzduchu) bez přímého kontaktu s hřídelí. Kvůli velmi malé vzduchové mezeře (v řádu desítek  $\mu\text{m}$ ) vyžadují vzduchová ložiska dokonalou geometrii a velmi nízkou toleranci. Dle toho, jak je tlak vzduchu generován, rozeznáváme dva druhy ložisek: statická a dynamická [1, 10, 27].

Dynamická využívají relativního pohybu mezi hřídelí a pouzdem ložiska k vytvoření tlaku. Tato ložiska jsou v podstatě bez tření při velkých rychlostech. Při nulových nebo malých rychlostech dochází ke kontaktu mezi hřídelí a pouzdem ložiska. Statická vzduchová ložiska využívají externího zdroje tlaku vzduchu. Vzduch je do ložiska tlačěn malou dírkou v těle ložiska nebo přes pórovitý materiál [1].



Obrázek 25: Funkce dynamického vzduchového ložiska [1]

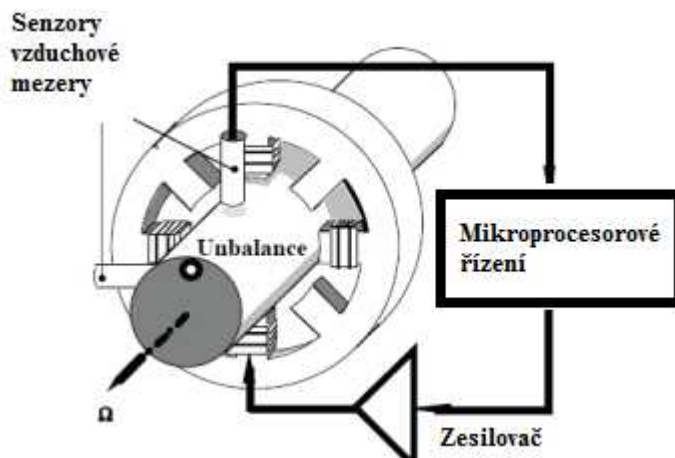
Tato ložiska mají malé ztráty třením a vysokou životnost, ale malou možnost zatížení. Nevýhodou vzduchových ložisek je špatná dynamická stabilita a to především při rozjezdu a dojezdu stroje, kdy může dojít ke značnému opotřebení [10, 27].

### 2.5.3 Aktivní magnetická ložiska

Magnetická ložiska využívají magnetické síly k levitaci rotoru. Elektromagnety umístěné na konstrukci statoru vytváří přitažlivé síly, které působí na rotor. Aktivní magnetická ložiska jsou složena z elektromagnetu a výkonového zesilovače, jak je patrné z Obr. 26. Jejich předností jsou



nízké třecí ztráty, mají velmi nízké vibrace a jejich konstrukce umožňuje vybavení mnoha snímači. Nicméně magnetická ložiska vyžadují složitý řídicí systém, který obsahuje senzory, pohony a ovládací obvody, jak je vidět z obrázku. Také bývají doprovázeny záložními ložisky, jako zabezpečení proti poruchám. Tyto přídavné kontrolní systémy a opatření výrazně zvyšují náklady celého řešení [9, 27].



Obrázek 26: Základní nastavení aktivních magnetických ložisek nesoucích rotor, převzato z [1]

Tabulka 1: Výhody a nevýhody jednotlivých druhů ložisek[1]

	Výhody	Nevýhody
<b>Mechanická ložiska</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>+ nízká cena</li> <li>+ robustnost</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- teplotní limity</li> <li>- opotřebování</li> <li>- potřeba mazání</li> <li>- údržba</li> </ul>
<b>Vzduchová ložiska</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>+ bez tření a opotřebení</li> <li>+ velmi přesné</li> <li>+ velká tvrdost</li> <li>+ nízká údržba</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- nestabilita</li> <li>- malá možnost zatížení</li> <li>- potřeba přesné geometrie</li> <li>- citlivé na nečistotu a teplotu</li> </ul>
<b>Aktivní magnetická ložiska</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>+ bez tření a opotřebení</li> <li>+ bezúdržbové</li> <li>+ nastavitelné tlumení</li> <li>+ polohovatelnost během otáčení</li> <li>+ práce v nepříznivém prostředí</li> <li>+ jednoduché sledování hřídele</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- složitost</li> <li>- vysoká cena</li> <li>- nízká spolehlivost</li> <li>- potřeba řízení</li> <li>- potřeba nepřetržitého zdroje proudu a senzorů</li> </ul>



### 3 NÁVRH VYSOKOOTÁČKOVÉHO ASYNCHRONNÍHO MOTORU S MASIVNÍM ROTOREM S KLEČÍ

#### 3.1 Vstupní parametry motoru

Před samotným návrhem elektromagnetického obvodu stroje je zapotřebí určit typ stroje a případný typ konstrukce. Výběr vhodného typu stroje a konstrukce byl proveden v kapitole 3, proto bude magnetický obvod navrhován pro asynchronní stroj s masivním rotorem s klečí. Při výpočtu se vychází ze základních parametrů stroje, jako jsou jmenovité otáčky  $n$ , jmenovitý výkon na hřídeli  $P_2$ , jmenovité napětí  $U_n$ .

Tento vysokootáčkový asynchronní motor je navrhován pro pohon cirkulátorů helia v elektrárnách jaderné fúze. Základní parametry tohoto motoru jsou dány požadavky cirkulátoru helia, který bude tímto motorem poháněn. Definovány jsou požadavky mechanického výkonu na hřídeli a otáček motoru. Tento motor bude napájen z frekvenčního měniče, aby bylo možné dosáhnout otáček  $40\,000\text{ min}^{-1}$ . Motor budeme navrhovat pro jmenovitou hladinu napětí  $400\text{ V}$ , při návrhu musíme počítat s nižší hladinou napětí s ohledem na úbytky napětí na měniči a přívodních kabelech. Dále je potřeba zvolit počet pólů a frekvenci. Při výpočtu hlavních rozměrů stroje budeme vycházet z maximální dovolené obvodové rychlosti rotoru. Vstupní parametry pro výpočet motoru jsou uvedeny v Tabulce 2.

Tabulka 2: Vstupní parametry motoru

Mechanický výkon na hřídeli	$P_2=350\,000\text{ W}$
Otáčky	$n=40\,000\text{ min}^{-1}$
Napájecí napětí	$U_n=380\text{ V}$
Frekvence	$f_1=670\text{ Hz}$
Počet fází	$m=3$
Počet pólů	$2p=2$
Počet pólových dvojic	$p=1$
Maximální obvodová rychlost rotoru	$v_{\max}=290\text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$

##### 3.1.1 Volba počtu pólů

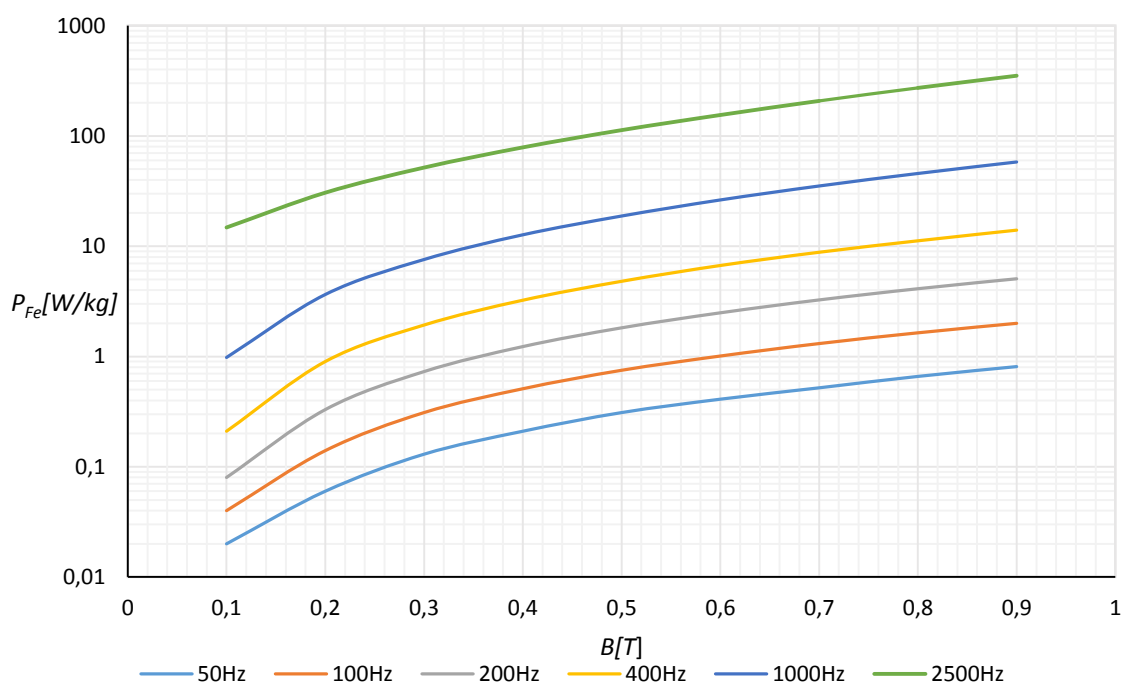
Jmenovité otáčky tohoto stroje jsou  $40\,000\text{ min}^{-1}$ . Z tohoto důvodu nebude možné napájet motor ze sítě  $50\text{ Hz}$ , jak již bylo uvedeno výše. S rostoucí frekvencí značně rostou ztráty v železe a je třeba použít jakostnějších plechů. V kapitole 3.1.1 byly porovnány plechy, které jsou běžně používány ve vysokootáčkových aplikacích z hlediska ztrát v železe při magnetické indukci  $1\text{ T}$  a frekvenci  $400\text{ Hz}$ . Magnetický obvod statoru bude tvořen z plechů M250-35A tloušťky  $0,35\text{ mm}$ . Jedná se o nadprůměrný plech, díky jeho malé tloušťce a relativně malým ztrátám. Avšak v porovnání s dalšími plechy, které se používají ve vysokootáčkových aplikacích, patří spíše k méně kvalitním. Závislost ztrát na frekvenci je vidět na Obr. 26. Z teorie elektrických točivých strojů vyplývá, že volba počtu pólů je úzce spjata s napájecí frekvencí. Pomocí vzorců 4.1.1 - 4.1.3

jsou vypočteny mechanické frekvence pro dvoupólový stroj, stroj čtyřpólový a šestipólový stroj. Z Obr. 27 je patrné, že ztráty v železe značně rostou s frekvencí. Z tohoto důvodu je možný jen návrh dvojpólu nebo čtyřpólu, protože ztráty při frekvenci 2000 Hz jsou přibližně šestkrát vyšší než při frekvenci 1000 Hz. Z důvodu eliminace ztrát v železe budeme dále navrhovat dvoupólový stroj.

$$f_{2p=2} = \frac{n}{60} = \frac{40000}{60} = 666,66 \text{ Hz} \quad (4.1.1)$$

$$f_{2p=4} = p \frac{n}{60} = 2 \cdot \frac{40000}{60} = 1333,33 \text{ Hz} \quad (4.1.2)$$

$$f_{2p=6} = p \frac{n}{60} = 3 \cdot \frac{40000}{60} = 2000 \text{ Hz} \quad (4.1.3)$$



Obrázek 27: Závislost ztrát v železe na magnetické indukci plechu M250-35A pro frekvence 50Hz, 100Hz, 200Hz, 400Hz, 1000Hz, 2500 Hz [29]

### 3.2 Postup elektromagnetického návrhu asynchronního stroje

Vlastní návrh stroje začíná určením hlavních rozměrů stroje. Jedná se o průměr rotoru  $D_r$  a ekvivalentní délku jádra  $l'$ . Poměr těchto dvou parametrů se nazývá štíhlostní poměr. Pro návrh asynchronních strojů se lze řídit vztahem [6]:

$$\chi = \frac{l'}{D_r} \approx \frac{\pi}{2p} \sqrt[3]{p} \quad (4.2.1)$$

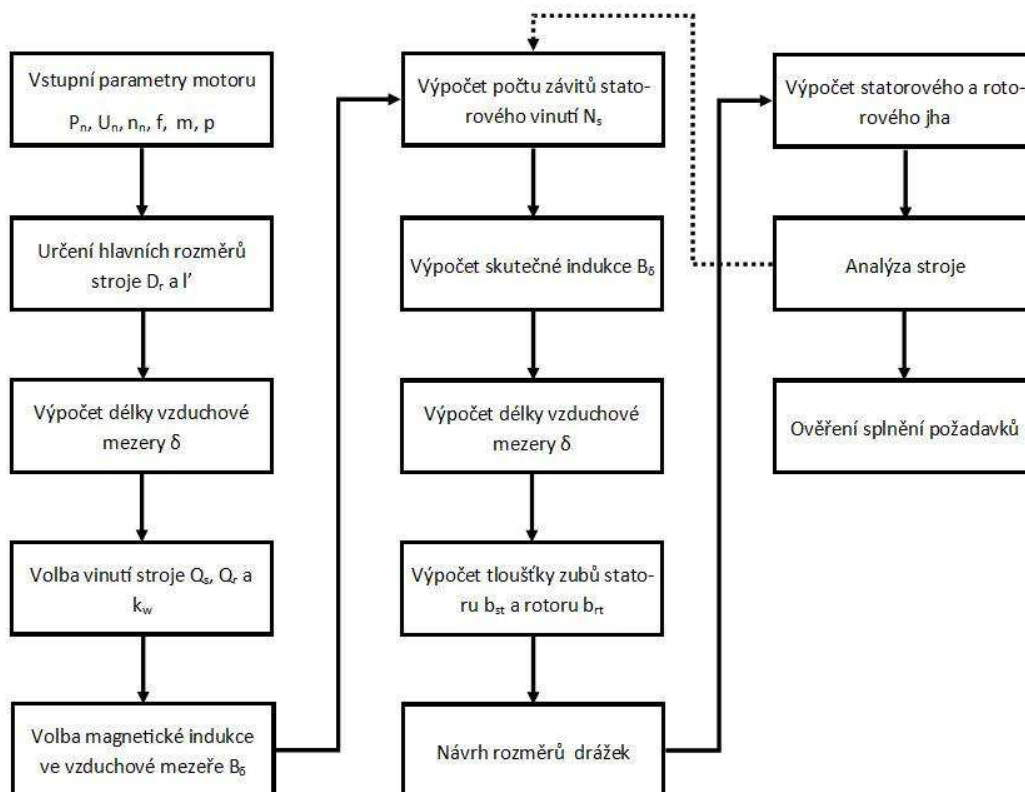
kde je  $l'$  ekvivalentní délka jádra,  $D_r$  průměr rotoru,  $p$  počet pólů. Ze štíhlostního poměru  $\chi$  dále určíme průměr rotoru  $D_r$  pomocí vztahu 4.2.2:

$$D = \sqrt[3]{\frac{P_n}{\chi \cdot C_{mech} \cdot n_{syn}}} \quad (4.2.2)$$

kde  $P_n$  je mechanický výkon na hřídeli,  $\chi$  štiřlostní poměr,  $C_{mech}$  mechanická konstanta,  $n_{syn}$  synchronní otáčky. Mechanická konstanta stroje  $C_{mech}$  je pro různé typy strojů rozdílná. Tato konstanta je založena na empirických znalostech a parametrech realizovaných strojů. Mechanická konstanta je obvykle závislá na  $P_{mech}/2p$  [6]. Pro návrh vysokootáčkového stroje není vhodné odečíst mechanickou konstantu z příslušného grafu pro běžné stroje. Ve vysokootáčkových strojích se poměry ztrát a rozměry stroje výrazně liší od běžných strojů z důvodu velké frekvence napájecího napětí. Jako možnost se nabízí, vzít již vyrobený vysokootáčkový asynchronní motor s podobnými parametry a dopočítat mechanickou konstantu.

Po stanovení štiřlostního poměru je třeba určit délku vzduchové mezery. Dále volíme typ vinutí a počet satorových a rotorových drážek. Pro následné výpočty je potřeba určit maximální hodnotu magnetické indukce ve vzduchové mezeře. Pro již dříve určené vinutí je potřeba vypočítat činitel využití vinutí a určit potřebný počet závitů satorového vinutí jedné fáze tak, aby byla dosažena požadovaná hodnota magnetické indukce ve vzduchové mezeře.

Před samotným návrhem magnetického obvodu stroje je třeba zvolit hodnotu magnetické indukce v zubech satoru a rotoru. Na základě takto zvolených magnetických indukcí můžeme dopočítat potřebnou šířku satorových a rotorových zubů. Pomocí takto vypočtených hodnot můžeme nadimenzovat satorové a rotorové drážky. Dále je potřeba vypočítat velikost rotorového a satorového jha. Na základě takto vypočtených rozměrů jednotlivých částí stroje, je možné dopočítat zbylé rozměry stroje.



Obrázek 28: Diagram návrhu stroje

Pro takto vypočtený stroj lze spočítat magnetická napětí v jednotlivých částech stroje a z magnetických napětí následně určit magnetizační proud. Dále je třeba ověřit předem zvolený saturační faktor při výpočtu závitů v sérii jedné fáze. Pokud se tato hodnota liší od vypočtené, je třeba celý výpočet opakovat. Následuje celková analýza stroje.

### 3.3 Elektromagnetický návrh vysokootáčkového asynchronního motoru

#### 3.3.1 Návrh hlavních rozměrů stroje

Při výpočtu uvažujeme vstupní parametry uvedené v Tabulce 2. Postup návrhu strojů v [6] je omezen na problematiku běžných strojů. Jak již bylo uvedeno výše, při návrhu hlavních rozměrů tohoto stroje nemůžeme vyjít z obecně uváděných předpokladů. Proto v této fázi návrhu stroje musíme délku svazku železa odhadnout. Při výpočtu průměru rotoru vyjdeme z maximální obvodové rychlosti rotoru  $v_{max}$ . Hodnoty uvedené níže odpovídají rozměrům stroje a vycházejí z několika opakovaných výpočtů.

$$l_{fe} = 0,190m$$

Výpočet průměru rotoru  $D_r$ :

$$D_r = \frac{v_{max}}{\pi \cdot n} = \frac{290}{\pi \cdot \frac{40000}{60}} = 0,1385m \quad (4.3.1)$$

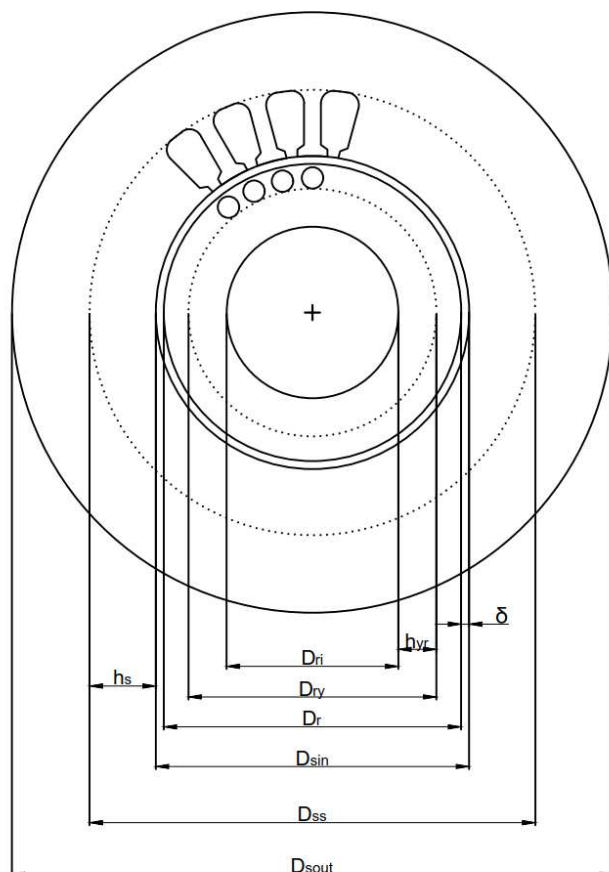
Jestliže je asynchronní motor navrhován jako vysokootáčkový, je výpočet vzduchové mezery odlišný od výpočtu běžných strojů. Pokud je navrhován asynchronní motor s masivním rotorem, je obzvláště třeba volit vzduchovou mezeru pečlivě. S nárůstem vzduchové mezery se ztráty na povrchu rotoru snižují. Vhodnou délku vzduchové mezery lze dopočítat ze vztahu pro asynchronní motory napájené měničem frekvence dle vztahu, který platí pro motory s obvodovou rychlostí  $v_c > 100ms^{-1}$  [6]:

$$\delta = 1 + \frac{D_r}{0,07} + \frac{v}{400} = 1 + \frac{0,138}{0,07} + \frac{290}{400} = 3,70mm \quad (4.3.2)$$

Pro následné výpočty je potřeba určit ekvivalentní délku svazku železa, kterou vypočteme dle vztahu 4.3.3. Dále vnitřní průměr statoru  $D_{sIN}$ , který určíme z rozměrů rotoru a vzduchové mezery podle vztahu 4.3.4. Všechny hlavní rozměry stroje jsou vidět na Obr. 29.

$$l' = l_{fe} + 2 \cdot \delta = 0,190 + 2 \cdot 3,7 \cdot 10^{-3} = 0,1974m \quad (4.3.3)$$

$$D_{sIN} = D_r + 2 \cdot \delta = 0,1385 + 2 \cdot 3,7 \cdot 10^{-3} = 0,1459m \quad (4.3.4)$$



Obrázek 29: Hlavní rozměry asynchronního motoru s klecí na krátko v řezu

### 3.3.2 Volba a návrh vinutí statoru a rotoru

Dalším krokem je volba vhodného statorového vinutí. Je to rozhodující část, která má vliv na konečnou charakteristiku stroje. Vinutí vysokootáčkových asynchronních strojů bylo probráno v kapitole 3.2. Pro statorové vinutí volíme dvouvrstvé vinutí se zkráceným krokem  $W_{tp}=5/6$  a se čtyřmi drážkami na pól a fázi  $q=4$ . Pomocí zkrácení kroku bude eliminován počet vyšších prostorových harmonických. Počet drážek statoru je dán vztahem 4.3.5.

$$Q_s = 2 \cdot p \cdot q \cdot m = 2 \cdot 1 \cdot 4 \cdot 3 = 24 \quad (4.3.5)$$

Nyní můžeme stanovit pólovou rozteč dle 4.3.6 a drážkovou rozteč statoru dle 4.3.7. Dle [6] je vhodný interval pro drážkovou rozteč statoru asynchronního motoru 7-45 mm.

$$\tau_p = \pi \cdot \frac{D_{sIN}}{2p} = \pi \cdot \frac{0,1459}{2} = 0,2291m \quad (4.3.6)$$

$$\tau_{us} = \pi \cdot \frac{D_{sIN}}{Q_s} = \pi \cdot \frac{0,1459}{24} = 0,0191m \quad (4.3.7)$$

Pro takto navržené vinutí můžeme určit činitel statorového vinutí první harmonické podle rovnice 4.3.8.

$$k_{wl} = \sin\left(\frac{W}{\tau_p} \cdot \frac{\pi}{2}\right) \cdot \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2 \cdot m}\right)}{q \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2 \cdot m \cdot q}\right)} = \sin\left(\frac{5}{6} \cdot \frac{\pi}{2}\right) \cdot \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2 \cdot 3}\right)}{4 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2 \cdot 3 \cdot 4}\right)} = 0,925 \quad (4.3.8)$$

Rotorové vinutí bude tvořeno tyčemi kruhového průřezu, které budou umístěny v masivním rotoru a na obou koncích spojeny zkratovacími kruhy. Z důvodu velkého mechanického namáhání rotoru bude klec tvořena ze slitiny GLIDCOP-AL15, která je vhodná při nadměrném namáhání odstředivými silami a poskytuje dostatečné elektrické vlastnosti. Počet rotorových drážek je třeba volit s velkou opatrností a je volen podle již dříve zvoleného počtu statorových drážek. Při špatně zvoleném počtu rotorových drážek může dojít k působení asynchronních a synchronních momentů, mechanickým vibracím stroje. V [6] jsou uvedena a detailně popsána všechna pravidla, která jsou potřeba dodržet při volbě počtu rotorových drážek. Po aplikování těchto pravidel, volím pro dvojpólový stroj s 24 statorovými drážkami rotorové vinutí s 28 tyčemi.

$$Q_r = 28$$

Drážkovou rozteč rotoru určíme obdobně jako v případě drážkové rozteče statoru dle vzorce 4.3.9.

$$\tau_{ur} = \pi \frac{D_r}{Q_r} = \pi \frac{0,1385}{28} = 0,0155m \quad (4.3.9)$$

### 3.3.3 Volba indukce ve vzduchové mezeře stroje

Pro výpočet počtu závitů v sérii statorového vinutí je potřeba zvolit požadovanou maximální hodnotu magnetické indukce ve vzduchové mezeře  $B_{\delta max}$ . Při návrhu běžných asynchronních motorů se tato hodnota pohybuje v intervalu od 0,7-0,9 T. Při návrhu vysokootáčkových asynchronních strojů se magnetická indukce ve vzduchové mezeře stroje pohybuje v intervalu 0,3 - 0,41 T. Jelikož se jedná o stroj s poměrně velmi vysokou napájecí frekvencí, volím nižší hodnotu z tohoto intervalu.

$$B_{\delta max} = 0,31T$$

### 3.3.4 Výpočet počtu závitů statorového vinutí

Potřebný počet závitů v sérii jedné fáze lze spočítat dle rovnice 4.3.11. Do tohoto vztahu zavádíme poměr mezi maximální a střední hodnotou magnetické indukce ve vzduchové mezeře. Dle [6] se tento koeficient pro asynchronní motory pohybuje v rozmezí (0,93 – 0,98). Úhlová rychlost je dána vztahem 4.3.10. Při výpočtu také uvažujeme hodnotu saturačního faktoru:

$$\alpha_i = 0,687$$

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f = 2 \cdot \pi \cdot 670 = 4209,73rad^{-1} \quad (4.3.10)$$

$$N_s = \frac{0,96 \cdot \sqrt{2} \cdot U_n}{\omega \cdot k_{wl} \cdot \alpha_i \cdot B_{\delta max} \cdot \tau_p \cdot l'} = \frac{0,96 \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{380}{\sqrt{3}}}{4209,73 \cdot 0,925 \cdot 0,687 \cdot 0,31 \cdot 0,2291 \cdot 0,1974} = 7,94 \quad (4.3.11)$$

Dle vztahu 4.3.12 určíme počet vodičů v jedné drážce, pro tento výpočet je potřeba určit počet paralelních větví vinutí. Volíme dvě paralelní větve vinutí:

$$a = 2$$

$$z_{Qs} = \frac{2 \cdot a \cdot m}{Q_s} \cdot N_s = \frac{2 \cdot 2 \cdot 3}{24} \cdot 7,94 = 3,97 \quad (4.3.12)$$

V případě dvouvrstvého vinutí, musí být počet závitů celé a sudé číslo, proto je potřeba vypočtený výsledek zaokrouhlit [1]. Z toho plyne, že konečný počet vodičů jedné satorové drážky bude:

$$z_{Qs} = 4$$

Nyní je potřeba spočítat celkový počet vodičů v sérii jedné fáze s ohledem na získaný počet vodičů jedné satorové drážky. Celkový počet vodičů v sérii jedné fáze je dán vztahem 4.3.13.

$$N_s = \frac{Q_s \cdot z_{Qs}}{2 \cdot a \cdot m} = \frac{24 \cdot 4}{2 \cdot 2 \cdot 3} = 8 \quad (4.3.13)$$

Následně určíme hodnotu nové maximální indukce ve vzduchové mezeře stroje dle vztahu 4.3.14. Takto vypočtená hodnota by se měla blížit původně zvolené hodnotě 0,31 T.

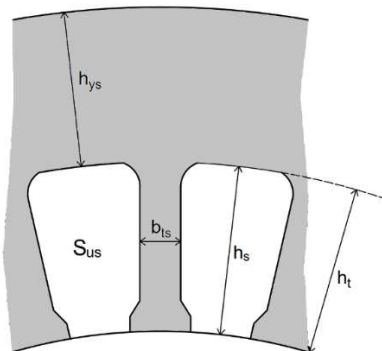
$$B_{\delta_{\max}} = \frac{0,96 \cdot \sqrt{2} \cdot U_n}{\omega \cdot k_{wl} \cdot l' \cdot \tau_p \cdot \alpha_i \cdot N_s} = \frac{0,96 \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{380}{\sqrt{3}}}{4209,73 \cdot 0,925 \cdot 0,1974 \cdot 0,2291 \cdot 0,687 \cdot 8} = 0,308T \quad (4.3.14)$$

### 3.3.5 Návrh rozměrů magnetického obvodu a rozměrů drážek statoru a rotoru

Na Obr. 30 můžeme vidět hlavní rozměry drážky a satorového zubu. Před samotným návrhem magnetického obvodu statoru je potřeba zvolit hodnoty magnetické indukce v zubu a jhu statoru. V [6] lze nalézt doporučený interval volby magnetické indukce v zubu statoru  $B_{st}=1,4-2,1$  T a magnetické indukce ve jhu statoru  $B_{sy}=1,4-1,7$  T. Tyto hodnoty jsou opět uvedeny pro běžně vyráběné asynchronní motory. Při návrhu vysokootáčkového motoru budeme volit nižší hodnoty, z důvodu eliminace nadměrných ztrát v železe.

$$B_{st} = 0,9T$$

$$B_{sy} = 0,7T$$



Obrázek 30: Hlavní rozměry drážky a satorového zubu



Dle rovnice 4.3.15 vypočteme potřebný rozměr statorového zubu, při uvažování zvolené magnetické indukce v zubu statoru. Zavádíme zde činitel plnění železa  $k_{fe,s}=0,97$  pro plechy M250-35A.

$$b_{st} = \frac{l' \cdot \tau_{us}}{k_{fe,s} \cdot l_{fe}} \cdot \frac{B_{\delta \max}}{B_{st}} = \frac{0,1974 \cdot 0,0191}{0,97 \cdot 0,19} \cdot \frac{0,308}{0,9} = 7,001 \cdot 10^{-3} \doteq 7mm \quad (4.3.15)$$

Následně zvolíme hodnoty magnetické indukce v zubu rotoru a ve jhu rotoru. A pomocí rovnice 4.6.2 dopočteme potřebný rozměr rotorového zubu. V případě masivního rotoru je činitel plnění železa  $k_{fe,r}=1$ .

$$B_{rt} = 1,3T$$

$$B_{ry} = 0,7T$$

$$b_{rt} = \frac{l' \cdot \tau_{ur}}{k_{fe,r} \cdot l_{fe}} \cdot \frac{B_{\delta \max}}{B_{rt}} = \frac{0,1974 \cdot 0,0155}{1 \cdot 0,19} \cdot \frac{0,308}{1,3} = 3,815 \cdot 10^{-3} = 3,815mm \quad (4.3.16)$$

Nyní můžeme přejít k návrhu drážek statoru a rotoru. Při návrhu statorových a rotorových drážek vycházíme ze statorového a rotorového proudu. U asynchronních motorů je statorový proud  $I_s$  dán vztahem 4.3.17. Jak je z tohoto vztahu patrné, je potřeba zvolit účinnost motoru  $\eta$  a účinník  $\cos\varphi$ . V [6] jsou doporučeny hodnoty účinnosti a účinníku.

$$\eta = 96,5\%$$

$$\cos\varphi = 0,78$$

$$I_s = \frac{P_2}{m \cdot U_n \cdot \eta \cdot \cos\varphi} = \frac{350000}{3 \cdot \frac{380}{\sqrt{3}} \cdot 0,965 \cdot 0,78} = 706,48A \quad (4.3.17)$$

U asynchronních motorů je rotorový proud přepočtený na stator  $I_r'$  dán vztahem 4.3.18. Po zavedení transformačního poměru mezi rotorem a statorem  $K_{rs}$  dostáváme proud jednou rotorovou tyčí  $I_r$  [6]. Po sloučení rovnic 4.3.18-4.3.20 dostáváme výsledný vztah 4.3.21 pro rotorový proud jednou tyčí. Dále určíme proud zkratovacím kruhem dle vztahu 4.3.22.

$$I_r' \approx I_s \cdot \cos\varphi \quad (4.3.18)$$

$$K_{rs} = \frac{z_Q}{q} \cdot \frac{Q_s}{Q_r} \quad (4.3.19)$$

$$I_r = K_{rs} \cdot I_r' \quad (4.3.20)$$

$$I_r = \frac{z_{Qs}}{a} \cdot \frac{Q_s}{Q_r} \cdot I_s \cdot \cos\varphi = \frac{4}{2} \cdot \frac{24}{28} \cdot 706,48 \cdot 0,78 = 944,66A \quad (4.3.21)$$

$$I_{ring} = \frac{I_r}{2 \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot p}{Q_r}\right)} = \frac{944,66}{2 \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot 1}{28}\right)} = 4218,57A \quad (4.3.22)$$



Pro návrh rozměrů drážek statoru a rotoru je potřeba zvolit proudové hustoty odpovídající jednotlivým částem motoru. Jedná se o proudovou hustotu ve vodiči statoru  $J_{sc}$ , prostorovou hustotu v rotorové tyči  $J_{rb}$  a proudovou hustotu ve zkratovacím kruhu  $J_{ring}$ .

$$J_{sc} = 6 A \cdot mm^2$$

$$J_{rb} = 12,5 A \cdot mm^2$$

$$J_{ring} = 12 A \cdot mm^2$$

Nyní můžeme spočítat potřebnou plochu vodičů statoru, rotoru z výše vypočtených proudových zatížení a zvolených proudových hustot.

$$S_{sc} = \frac{I_{sc}}{a \cdot J_{sc}} = \frac{706,48}{2 \cdot 6} = 58,87 mm^2 \quad (4.3.23)$$

$$S_{rb} = \frac{I_r}{J_{rb}} = \frac{944,66}{12,5} = 75,57 mm^2 \quad (4.3.24)$$

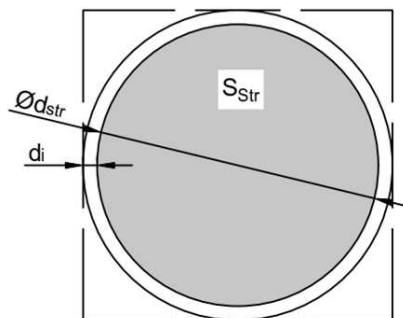
$$S_{ring} = \frac{I_{ring}}{J_{ring}} = \frac{4218,57}{12} = 351,54 mm^2 \quad (4.3.25)$$

Vypočtené ploše vodiče dle 4.3.23 odpovídá dle normy AWG vodič 00 (2/0) o průměru  $d=9,266 mm$  s průřezem  $S_{sc}=67,4 mm^2$ . Z hlediska výroby vinutí není vodič s tak velkým průřezem vhodný. U vodiče s takovým průřezem by bylo ohýbání, tvarování a vyspávání vinutí velmi složité. Proto bude potřeba složit vodič z několika pramenů s menším průřezem. Vodič bude složen z pramenů s průměrem  $d_{str}=1,2 mm$ . Plochu jednoho paralelního pramene vypočteme dle vztahu 4.3.26. Následně pomocí vztahu 4.3.27 určíme potřebný počet paralelních pramenů.

$$S_{str} = \frac{\pi \cdot d_{str}^2}{4} = \frac{\pi \cdot 1,2^2}{4} = 1,131 mm^2 \quad (4.3.26)$$

$$N_{str} = \frac{S_{sc}}{S_{str}} = \frac{58,87}{1,131} = 52,05 \quad (4.3.27)$$

Výsledný počet paralelních pramenů zaokrouhlíme na 52. Při výpočtu musíme uvažovat zvětšení průřezu vodiče o jeho izolaci  $d_i=0,055 mm$ . Pomocí vztahu 4.3.28 vypočteme požadovanou plochu drážky statoru. Pro tento výpočet musíme zvolit činitel plnění mědi. Obvykle se tento činitel pohybuje v intervalu  $k_{Cu}=(0,3-0,7)$ . Při výpočtu plochy drážky nebudeme vycházet z kruhového průřezu vodiče. Budeme uvažovat čtvercový průřez vodiče.



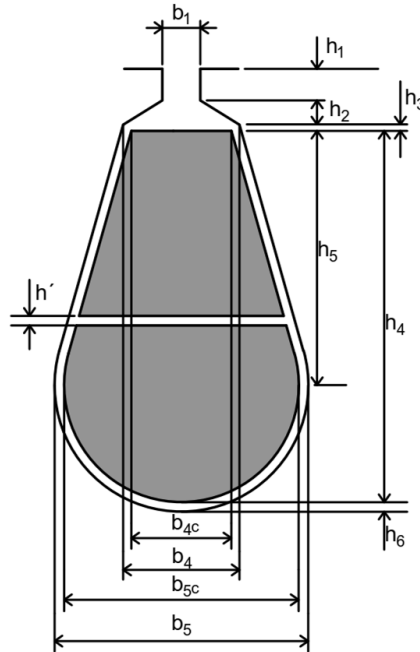
Obrázek 31: Průřez jednoho paralelního pramenu statorového vodiče zvětšeného o izolaci

$$k_{Cu} = 0,7$$

$$S_{ss \min} = \frac{z_{Qs} \cdot N_{Str} \cdot (d_{Str} + 2 \cdot d_i)^2}{k_{Cu}} = \frac{4 \cdot 52 \cdot (1,2 + 2 \cdot 0,055)^2}{0,7} = 509,92 \text{ mm}^2 \quad (4.3.28)$$

### 3.3.6 Návrh rozměrů satorových drážek

Dále můžeme přejít k samotnému návrhu rozměrů satorové drážky, která je vidět na Obr. 32.



Obrázek 32: Tvar satorové drážky a její rozměry

Pro takto tvarovanou drážku zvolíme rozměry:

$$b_1 = 3 \text{ mm}$$

$$h_1 = 1,5 \text{ mm}$$

$$h_{12} = 3 \text{ mm}$$

$$h_{13} = 0,5 \text{ mm}$$

$$h_{16} = 0,5 \text{ mm}$$

$$h' = 0,5 \text{ mm}$$

Zbývající rozměry drážky dále vypočítáme dle rovnic 4.3.29 a 4.3.30. Dále volíme výšku drážky  $h_5$  tak, aby v kombinaci se závislou šířkou  $b_{5c}$ , byl splněn požadavek na minimální plochu drážky, při zachování konstantní šířky satorového zubu. Novou plochu drážky spočítáme pomocí vztahu 4.3.34. Takto spočítanou hodnotu porovnáme s minimální požadovanou plochou drážky.

$$h_5 = 24,5 \text{ mm}$$

$$b_{4c} = \frac{\pi \cdot [D_{sIN} + 2 \cdot (h_1 + h_2 + h_3)]}{Q_s} - 2 \cdot h_6 - b_{st} =$$

$$\frac{\pi [145,9 + 2 \cdot (1,5 + 3 + 0,5)]}{24} - 2 \cdot 0,5 - 7 = 12,40 \text{ mm} \quad (4.3.29)$$

$$b_4 = \frac{\pi \cdot [D_{sIN} + 2 \cdot (h_1 + h_2)]}{Q_s} - b_{st} = \frac{\pi [145,9 + 2 \cdot (1,5 + 3)]}{24} - 7 = 13,27 \text{ mm} \quad (4.3.30)$$

$$b_{5c} = b_{4c} + \frac{2 \cdot \pi \cdot h_5}{Q_s} = 12,40 + \frac{2 \cdot \pi \cdot 24,5}{24} = 18,81 \text{ mm} \quad (4.3.31)$$

$$b_5 = b_{5c} + 2 \cdot h_6 = 18,81 + 2 \cdot 0,5 = 19,81 \text{ mm} \quad (4.3.32)$$

$$h_s = h_1 + h_2 + h_3 + h_5 + \frac{b_5}{2} = 1,5 + 3 + 0,5 + 24,5 + \frac{19,81}{2} = 39,405 \text{ mm} \quad (4.3.33)$$

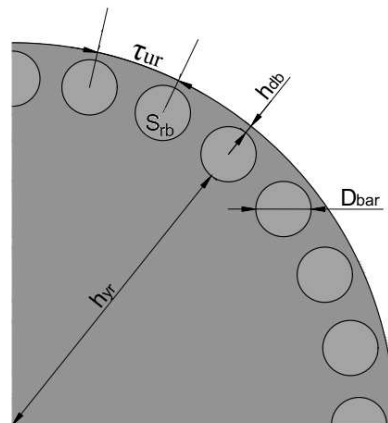
$$S_{slot} = \frac{b_{4c} + b_{5c}}{2} \cdot (h_5 - h') + \frac{\pi}{8} b_{5c}^2 = \frac{12,40 + 18,81}{2} \cdot (25 - 0,5) + \frac{\pi}{8} 18,81^2 = 513,78 \text{ mm}^2 \quad (4.3.34)$$

Nová plocha drážky je nepatrně vyšší než minimální požadovaná plocha drážky. Jelikož jsme na začátku zvolili poměrně velký činitel plnění mědi, dojde k jeho snížení. Nový činitel plnění mědi vypočteme pomocí vzorce 4.3.35.

$$k_{Cu} = \frac{z_{Qs} \cdot S_{cs}}{S_{slot}} = \frac{4 \cdot 52 \cdot (1,2 + 2 \cdot 0,055)^2}{513,46} = 0,695 \quad (4.3.35)$$

### 3.3.7 Návrh rozměrů rotorových drážek

Rotorové vinutí bude tvořeno kruhovými tyčemi a zkratovacími kruhy, jak již bylo uvedeno výše. Detail uložení rotorové tyče je na Obr. 33. V této kapitole budou použity vzorce pro tyto tvary rotorového vinutí. Při výpočtu vyjdeme z výše vypočtených minimálních průřezů rotorové tyče a zkratovacího kruhu. Pomocí rovnice 4.3.36 určíme potřebný průměr rotorové tyče.



Obrázek 33: Hlavní rozměry a uložení rotorových drážek

$$D_{bar} = \sqrt{\frac{4 \cdot S_{rb}}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 75,57}{\pi}} = 9,81 \text{ mm} \quad (4.3.36)$$

Z výrobního hlediska volím průměr tyče  $D_{bar}=10\text{ mm}$ . Při výpočtu šířky zkratovacího kruhu v radiálním směru vyjdeme z rovnosti této šířky a průměru rotorové tyče zvětšené o  $1,5\text{ mm}$  po obou stranách, viz 4.3.37. Následně dopočítáme šířku zkratovacího prstence v axiálním směru.

$$h_{ring} = D_{bar} + 2 \cdot 1,5 = 10 + 2 \cdot 1,5 = 13\text{ mm} \quad (4.3.37)$$

$$d_{ring} = \frac{S_{ring}}{h_{ring}} = \frac{353,01}{13} = 27,15 \div 27\text{ mm} \quad (4.3.38)$$

Z takto vypočtených průměrů vodičů je nutné vypočítat nové průřezy vodičů, dle rovnic 4.3.39-40. A dále vypočítat nové proudové hustoty dle rovnic 4.3.41-42.

$$S_{rb} = \pi \cdot \frac{D_{bar}^2}{4} = \pi \cdot \frac{10^2}{4} = 78,54\text{ mm}^2 \quad (4.3.39)$$

$$S_{ring} = h_{ring} \cdot d_{ring} = 13 \cdot 27 = 351\text{ mm}^2 \quad (4.3.40)$$

$$J_{rb} = \frac{I_r}{S_{rb}} = \frac{944,66}{78,54} = 12,02\text{ A/mm}^2 \quad (4.3.41)$$

$$J_{ring} = \frac{I_{ring}}{S_{ring}} = \frac{4218,57}{351} = 12,01\text{ A/mm}^2 \quad (4.3.42)$$

### 3.3.8 Výpočet statorového a rotorového jha

Posledním krokem je dopočítání výšky statorového a rotorového jha. Při tomto výpočtu vyjdeme z již dříve zvolených velikostí magnetické indukce pro tyto části stroje. Dle vztahu 4.3.43 vypočteme magnetický tok ve vzduchové mezeře. Z takto stanoveného toku vypočteme potřebnou výšku statorového jha dle rovnice 4.3.44. Výšku rotorového jha určíme z geometrie rotoru dle vztahu 4.3.45. Vnější průměr hřídele je  $D_{Shaft}=80\text{ mm}$ . Hřídel bude vyrobena ze stejného materiálu jako jádro rotoru, z tohoto důvodu počítáme magnetickou indukci ve jhu rotoru jakou součet jha rotoru a hřídele.

$$\phi_\delta = \frac{0,94 \cdot \sqrt{2} \cdot U_n}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot N_s \cdot k_{w1}} = \frac{0,94 \cdot \sqrt{2} \cdot 380}{2 \cdot \pi \cdot 670 \cdot 8 \cdot 0,925} = 9,362\text{ mWb} \quad (4.3.43)$$

$$h_{ys} = \frac{\phi_\delta}{2 \cdot k_{fe,s} \cdot l' \cdot B_{ys}} = \frac{9,362 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 0,97 \cdot 0,1974 \cdot 0,7} = 0,03492 = 34,92\text{ mm} \quad (4.3.44)$$

$$h_{yr} = \frac{D_{rout} - D_{shaft} - 2 \cdot (h_{bd} + D_{bar})}{2} = \frac{138,5 - 80 - 2 \cdot (1,5 + 10)}{2} = 17,75\text{ mm} \quad (4.3.45)$$

$$B_{ry} = \frac{\phi_\delta}{2 \cdot k_{fe,s} \cdot l' \cdot h_{yr}} = \frac{9,362 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 1 \cdot 0,1974 \cdot (17,75 \cdot 10^{-3} + 40 \cdot 10^{-3})} = 0,4106\text{ T} \quad (4.4.46)$$

Nyní již známe všechny potřebné rozměry pro určení minimálního vnějšího průměru statoru, tuto velikost určíme dle vztahu 4.3.47. Dle rovnice 4.3.48 určíme vnitřní průměr rotoru. Je totožný s vnějším průměrem hřídele.

$$D_{sOUT} = D_{sIN} + 2 \cdot \left( h_1 + h_2 + h_3 + h_5 + \frac{b_5}{2} + h_{ys} \right) = \quad (4.3.47)$$

$$145,9 + 2 \cdot \left( 1,5 + 3 + 0,5 + 24,5 + \frac{19,81}{2} + 34,92 \right) = 294,55 \div 294,5mm$$

$$D_{rIN} = D_{Shaft} = 80mm \quad (4.6.48)$$

$$b_{r,test} = \frac{\pi \cdot (D_{rIN} + 2 \cdot h_{yr} + D_{bar})}{Q_r} - D_{bar} = \frac{\pi \cdot (80 + 2 \cdot 17,75 + 10)}{28} = 4,08mm \quad (4.3.49)$$

Vypočtená šířka rotorového zubu vyšla nepatrně vyšší. Tato hodnota odpovídá dříve stanovenému požadavku a není třeba rozměry rotoru měnit.

### 3.4 Analýza navrženého stroje

#### 3.4.1 Výpočet magnetických napětí a magnetizačního proudu

Magnetická napětí budeme počítat zvlášť pro jednotlivé části stroje, jedná se o vzduchovou mezeru, statorové a rotorové jho a statorový a rotorový zub. Aby bylo možné spočítat magnetické napětí ve vzduchové mezeře, musí být geometrie vzduchové mezery zjednodušena. Magnetická indukce ve vzduchové mezeře není konstantní. Pod plně otevřenou drážkou vždy magnetická indukce klesá, tento jev byl popsán v kapitole 3.2 a je zobrazen na Obr. 5. Z tohoto důvodu je komplikované určit průměrnou magnetickou indukci v drážkové rozteči mezi statorem a rotorem. Z tohoto důvodu zavádíme Carterův činitel. Fyzická délka vzduchové mezery  $\delta$  vzrůstá s Carterovým činitelem  $k_C$  [6]. Carterův činitel pro stator je dán vztahem 4.4.1. Masivní rotor je složen z tyčí a zkratovacích kruhů zapuštěných do rotoru, proto uvažujeme hladký povrch rotoru.

$$k_{Cs} = \frac{\tau_{us}}{\tau_{us} - \kappa b_1} = \frac{0,0191}{0,0191 - 0,1257 \cdot 3 \cdot 10^{-3}} = 1,02 \quad (4.4.1)$$

kde  $\kappa_s$  je činitel pro redukci otevření drážky a je dán vztahem 4.4.2.

$$\kappa = \frac{2}{\pi} \left( \arctan \frac{b_1}{2\delta} - \frac{2\delta}{b_1} \ln \sqrt{1 + \left( \frac{b_1}{2\delta} \right)^2} \right) = \quad (4.4.2)$$

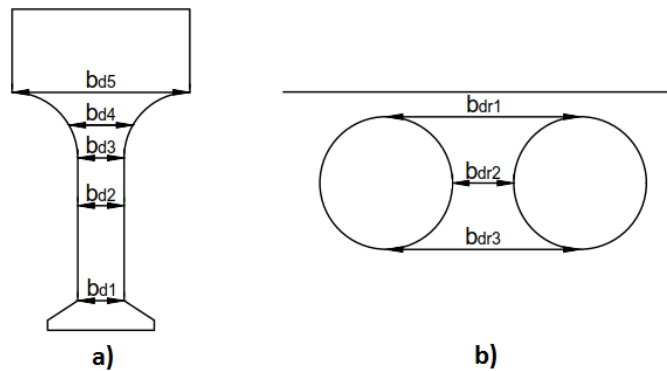
$$\frac{2}{\pi} \left( \arctan \frac{3}{2 \cdot 3,7} - \frac{2 \cdot 3,7}{3} \ln \sqrt{1 + \left( \frac{3}{2 \cdot 3,7} \right)^2} \right) = 0,1257$$

Dále vypočteme ekvivalentní délku vzduchové mezery pomocí vztahu 4.4.3.

$$\delta_e = k_{Cs} \cdot \delta = 1,02 \cdot 3,7 \cdot 10^{-3} = 3,774 \cdot 10^{-3} = 3,774mm \quad (4.4.3)$$

Nyní máme všechny potřebné hodnoty a můžeme přistoupit k výpočtu magnetického napětí ve vzduchové mezeře, které je dáno vztahem 4.4.4.

$$U_{m,\delta_e} = \frac{B_\delta}{\mu_0} \cdot \delta_e = \frac{0,308}{4\pi \cdot 10^{-7}} \cdot 3,774 \cdot 10^{-3} = 925A \quad (4.4.4)$$



Obrázek 34: Rozměry statorového (a) a rotorového (b) zubu pro potřeby výpočtu magnetického napětí

Magnetické napětí v zubu je počítáno přes tři části: ve špičce zubu (pod  $b_{d1}$ ), v rovné části zubu ( $b_{d1}$ ,  $b_{d2}$ ,  $b_{d3}$ ) a ve spodní části zubu ( $b_{d3}$ ,  $b_{d4}$ ,  $b_{d5}$ ). Magnetické napětí v zubu je dáno vztahem 4.4.5 [6]. Jelikož se průřez zubu v rovné části zubu nemění, je možné magnetické napětí spočítat pomocí vzorce 4.5.6.

$$U_m = \int H \cdot dl \quad (4.4.5)$$

$$U_{m, \text{straight}} = H_{d2} \cdot h_{d2} \quad (4.4.6)$$

Nejprve je potřeba spočítat intenzitu magnetického pole v místě  $b_{d2}$ . Zdánlivá magnetická indukce v zubu je dána vztahem 4.4.7.

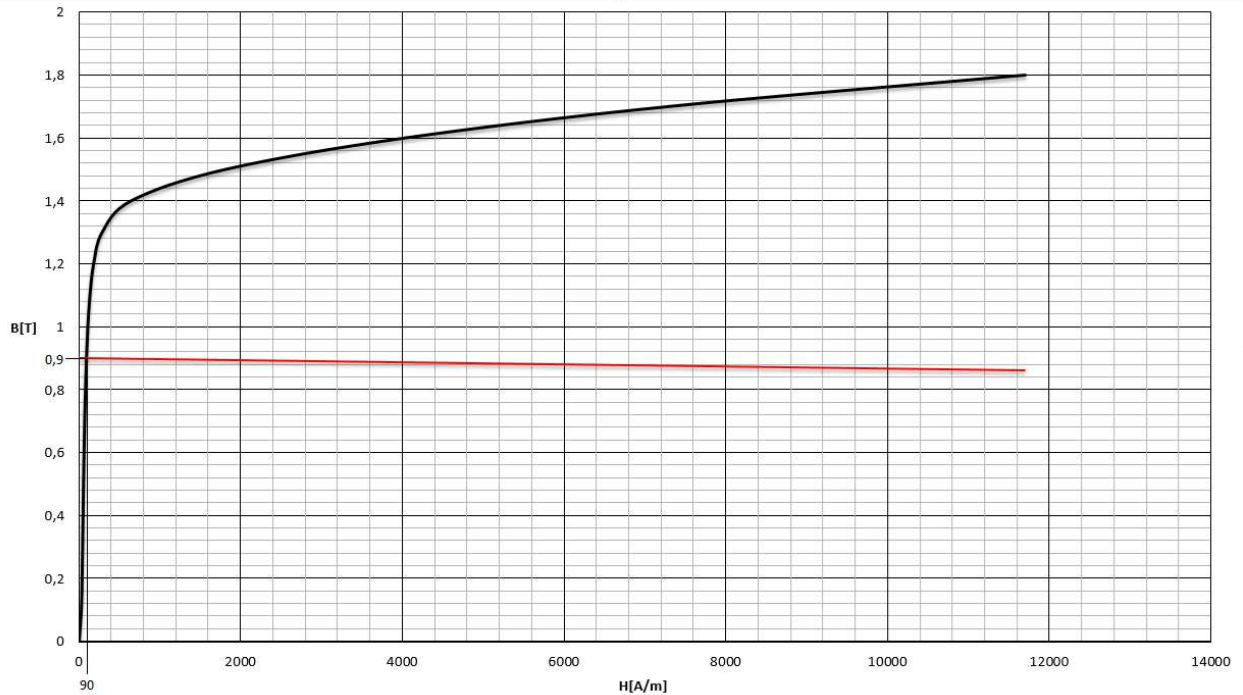
$$B'_{d12} = \frac{l' \cdot \tau_{us}}{k_{fe,s} \cdot l_{fe} \cdot b_{d2}} B_\delta = \frac{0,1974 \cdot 0,0191}{0,97 \cdot 0,190 \cdot 7 \cdot 10^{-3}} \cdot 0,308 = 0,900 T \quad (4.4.7)$$

Reálná magnetická indukce je dána vztahem 4.4.8.

$$B_{d2} = B'_{d2} - \frac{S_{u2}}{S_{d2}} \cdot \mu_0 H_{d2} = 0,900 - 2,603 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} H_{d2} \quad (4.4.8)$$

$$\frac{S_{u2}}{S_{d2}} = \frac{l' \cdot \tau_{u2}}{k_{fe,s} \cdot l_{fe} \cdot b_{d2}} - 1 = \frac{l' \cdot \pi \cdot \left[ D_s + 2 \left( h_1 + h_2 + h_3 + \frac{h_5}{2} \right) \right] / Q_s}{k_{fe,s} \cdot l_{fe} \cdot b_{d2}} - 1 =$$

$$\frac{0,1974 \cdot \pi \left[ 0,1459 + 2 \cdot \left( 1,5 + 3 + \frac{25}{2} \right) \cdot 10^{-3} \right] / 24}{0,97 \cdot 0,190 \cdot 7 \cdot 10^{-3}} - 1 = 3,603 - 1 = 2,603 \quad (4.4.9)$$



Obrázek 35: Průnik B-H křivky plechu M250-35A a křivky  $B_{d2}$

Průnikem křivek  $B_{d2}$  a magnetizační křivky plechu M250-35A nám vyšla reálná hodnota magnetické indukce  $B_{d2}=0,9 \text{ T}$  a  $H_{d2}=90 \text{ A/m}$ . Nyní můžeme spočítat magnetické napětí v rovné části zubu.

$$U_{m, \text{straight}} = H_{d2} \cdot (h_5 + h_3) = 100 \cdot (24,5 \cdot 10^{-3} + 0,5 \cdot 10^{-3}) = 2,25 \text{ A} \quad (4.4.10)$$

V půlkruhové části je možné nahradit vzorec 4.4.5 pomocí Simpsonova pravidla, dále lze magnetické napětí počítat pomocí vzorce 4.4.11 [13].

$$U_{m, \text{cycle}} = \frac{b_5}{2} \cdot \frac{H_{d3} + 4H_{d4} + H_{d5}}{6} \quad (4.4.11)$$

Nejprve je potřeba spočítat magnetickou indukci a intenzitu magnetického pole v místech  $b_{d3}$ ,  $b_{d4}$  a  $b_{d5}$ . Pomocí vztahů 4.4.12-14 určíme šířku zubu v jednotlivých místech. Zdánlivá magnetická indukce v místech  $b_{d3}$ ,  $b_{d4}$  a  $b_{d5}$  je vypočtena pomocí vztahů 4.4.15-4.4.17.

$$b_{d3} = b_{st} = 7 \text{ mm} \quad (4.4.12)$$

$$b_{d4} = \left[ \frac{\pi \cdot \left( D_{sIN} + 2 \cdot \left( h_1 + h_2 + h_3 + h_4 + \frac{b_5}{4} \right) \right)}{24} - b_6 - 0,1 \cdot 10^{-3} \right] = \quad (4.4.13)$$

$$\left[ \frac{\pi \cdot \left( 0,1459 + 2 \cdot \left( 1,5 + 3 + 24,5 + 0,5 + \frac{19,81}{4} \right) \cdot 10^{-3} \right)}{24} - 17,32 \cdot 10^{-3} - 0,1 \cdot 10^{-3} \right] = 0,01069 \text{ m}$$

$$b_{d5} = \left[ \frac{\pi \cdot \left( D_{sIN} + 2 \cdot \left( h_1 + h_2 + h_3 + h_4 + \frac{b_5}{4} \right) \right)}{24} - b_6 - 0,1 \cdot 10^{-3} \right] =$$

$$\left[ \frac{\pi \cdot \left( 0,1459 + 2 \cdot \left( 1,5 + 3 + 0,5 + 24,5 + \frac{19,81}{2} \right) \cdot 10^{-3} \right)}{24} - 0,1 \cdot 10^{-3} \right] = 0,0293m \quad (4.4.14)$$

$$B'_{d3} = \frac{l' \cdot \tau_{us}}{k_{Fe} \cdot l_{fe} \cdot b_{d3}} B_{\delta} = \frac{0,1974 \cdot 0,0191}{0,97 \cdot 0,190 \cdot 7 \cdot 10^{-3}} \cdot 0,308 = 0,900T \quad (4.4.15)$$

$$B'_{d4} = \frac{l' \cdot \tau_{us}}{k_{Fe} \cdot l_{fe} \cdot b_{d4}} B_{\delta} = \frac{0,1974 \cdot 0,0191}{0,97 \cdot 0,19 \cdot 0,01069} \cdot 0,308 = 0,589T \quad (4.4.16)$$

$$B'_{d5} = \frac{l' \cdot \tau_{us}}{k_{Fe} \cdot l_{fe} \cdot b_{d5}} B_{\delta} = \frac{0,1974 \cdot 0,0191}{0,97 \cdot 0,19 \cdot 0,0293} \cdot 0,308 = 0,215T \quad (4.4.17)$$

Reálná magnetická indukce v místě  $B_{d3}$  je dána vztahem 4.4.18.

$$B_{d3} = B'_{d3} - \frac{S_{u3}}{S_{d3}} \cdot \mu_0 H_{d3} = 0,900 - 3,10 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} H_{d3} \quad (4.4.18)$$

$$\frac{S_{u3}}{S_{d3}} = \frac{l' \cdot \tau_{u3}}{k_{fe,s} \cdot l_{fe} \cdot b_{d3}} - 1 = \frac{l' \cdot \pi \cdot \left[ D_s + 2(h_1 + h_2 + h_3 + h_5) \right] / Q_s}{k_{fe,s} \cdot l_{fe} \cdot b_{d3}} - 1 =$$

$$\frac{0,1974 \cdot \pi \left[ 0,1459 + 2 \cdot (1,5 + 3 + 0,5 + 24,5) \cdot 10^{-3} \right] / 24}{0,97 \cdot 0,190 \cdot 7 \cdot 10^{-3}} - 1 = 4,10 - 1 = 3,10 \quad (4.4.19)$$

Reálná magnetická indukce v místě  $B_{d4}$  je dána vztahem 4.4.20.

$$B_{d4} = B'_{d4} - \frac{S_{u4}}{S_{d4}} \cdot \mu_0 H_{d4} = 0,589 - 1,817 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} H_{d4} \quad (4.4.20)$$

$$\frac{S_{u4}}{S_{d4}} = \frac{l' \cdot \tau_{u4}}{k_{fe,s} \cdot l_{fe} \cdot b_{d4}} - 1 = \frac{l' \cdot \pi \cdot \left[ D_s + 2 \left( h_1 + h_2 + h_3 + h_5 + \frac{b_5}{4} \right) \right] / Q_s}{k_{fe,s} \cdot l_{fe} \cdot b_{d4}} - 1 =$$

$$\frac{0,1974 \cdot \pi \left[ 0,1459 + 2 \cdot \left( 1,5 + 3 + 0,5 + 24,5 + \frac{19,81}{4} \right) \cdot 10^{-3} \right] / 24}{0,97 \cdot 0,190 \cdot 0,01069} - 1 = 2,817 - 1 = 1,817 \quad (4.4.21)$$

Reálná magnetická indukce v místě  $B_{d5}$  je dána vztahem 4.4.22.

$$B_{d5} = B'_{d5} - \frac{S_{u5}}{S_{d5}} \cdot \mu_0 H_{d5} = 0,215 - 0,40 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} H_{d4} \quad (4.4.22)$$



$$\frac{S_{u5}}{S_{d5}} = \frac{l' \cdot \tau_{u5}}{k_{fe,s} \cdot l_{fe} \cdot b_{d5}} - 1 = \frac{l' \cdot \pi \cdot \left[ D_s + 2 \left( h_1 + h_2 + h_3 + h_5 + \frac{(b_5)}{2} \right) \right] / Q_s}{k_{fe,s} \cdot l_{fe} \cdot b_{d5}} - 1 =$$

$$\frac{0,1974 \cdot \pi \left[ 0,1459 + 2 \cdot \left( 1,5 + 3 + 0,5 + 24,5 + \frac{19,81}{2} \right) \cdot 10^{-3} \right] / 24}{0,97 \cdot 0,1459 \cdot 0,0293} - 1 = 1,4 - 1 = 0,4$$
(4.4.23)

Průnikem křivek  $B_{d3}$ ,  $B_{d4}$ ,  $B_{d5}$  a magnetizační křivky M250-35A nám vyšly reálné hodnoty magnetické indukce  $B_{d3}=0,900 \text{ T}$  a  $H_{d3}=90 \text{ A/m}$ ,  $B_{d4}=0,589 \text{ T}$  a  $H_{d4}=59 \text{ A/m}$  a  $B_{d5}=0,215 \text{ T}$  a  $H_{d5}=37 \text{ A/m}$ . Nyní můžeme spočítat magnetické napětí v kruhové části zubu.

$$U_{m,tcycle} = h_{d2} \cdot \frac{H_{d3} + 4H_{d4} + H_{d5}}{6} = \frac{90 + 4 \cdot 59 + 37}{6} \cdot \frac{19,81 \cdot 10^{-3}}{2} = 0,599 \text{ A}$$
(4.4.24)

Celkové magnetické napětí statorového zubu je dáno vztahem 4.4.25.

$$U_{m,ts} = U_{m,tstraight} + U_{m,tcycle} = 2,25 + 0,599 = 2,849 \text{ A}$$
(4.4.25)

Stejným postupem získáme magnetické napětí rotorového zubu. Nejprve je potřeba spočítat magnetickou indukci a intenzitu magnetického pole v místech  $b_{dr1}$ ,  $b_{dr2}$  a  $b_{dr3}$ . Zdánlivá magnetická indukce v místech  $b_{dr1}$ ,  $b_{dr2}$  a  $b_{dr3}$  je vypočtena pomocí vztahů 4.4.29-31. Pro tento výpočet je potřebné určit velikosti  $b_{dr1}$ ,  $b_{dr2}$  a  $b_{dr3}$  dle vztahů 4.9.26-28.

$$b_{dr1} = \frac{\pi \cdot (D_{rOUT} - 2 \cdot h_{db})}{Q_r} - 0,1 \cdot 10^{-3} =$$

$$\frac{\pi \cdot (0,1385 - 2 \cdot (1,5 \cdot 10^{-3}))}{28} - 0,1 \cdot 10^{-3} = 0,0151 \text{ m}$$
(4.4.26)

$$b_{dr2} = \frac{\pi \cdot \left( D_{rOUT} - 2 \cdot \left( h_{db} + \frac{D_{bar}}{2} \right) \right)}{Q_r} - 0,1 \cdot 10^{-3} - D_{bar} =$$

$$\frac{\pi \cdot (0,1385 - 2 \cdot (1,5 \cdot 10^{-3} + 5 \cdot 10^{-3}))}{28} - 0,1 \cdot 10^{-3} - 10 \cdot 10^{-3} = 3,98 \cdot 10^{-3} \text{ m}$$
(4.4.27)

$$b_{dr3} = \frac{\pi \cdot (D_{rOUT} - 2 \cdot (h_{db} + D_{bar}))}{Q_r} - 0,1 \cdot 10^{-3} =$$

$$\frac{\pi \cdot (0,1385 - 2 \cdot (1,5 \cdot 10^{-3} + 10 \cdot 10^{-3}))}{28} - 0,1 \cdot 10^{-3} = 0,0128 \text{ m}$$
(4.4.28)

$$B'_{dr1} = \frac{l' \cdot \tau_{ur}}{k_{fe,r} \cdot l_{fe} \cdot b_{dr1}} B_{\delta} = \frac{0,1974 \cdot 0,0155}{1 \cdot 0,190 \cdot 0,0151} \cdot 0,308 = 0,328 \text{ T}$$
(4.4.29)

$$B'_{dr2} = \frac{l' \cdot \tau_{ur}}{k_{fe,r} \cdot l_{fe} \cdot b_{dr2}} B_{\delta} = \frac{0,1974 \cdot 0,0155}{1 \cdot 0,190 \cdot 3,98 \cdot 10^{-3}} \cdot 0,308 = 1,246 \text{ T}$$
(4.4.30)

$$B'_{dr3} = \frac{l' \cdot \tau_{ur}}{k_{fe,r} \cdot l_{fe} \cdot b_{dr3}} B_{\delta} = \frac{0,1974 \cdot 0,0155}{1 \cdot 0,1459 \cdot 0,0128} \cdot 0,308 = 0,387 \text{ T}$$
(4.4.31)

Reálná magnetická indukce v místě  $b_{dr1}$  je dána vztahem 4.4.32.

$$B_{dr1} = B'_{dr1} - \frac{S_{ur1}}{S_{dr1}} \cdot \mu_0 H_{d1} = 0,328 - 0,46 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} H_{d2} \quad (4.4.32)$$

$$\frac{S_{ur1}}{S_{dr1}} = \frac{l' \cdot \tau_{ur1}}{k_{fe,r} \cdot l_{fe} \cdot b_{dr1}} - 1 = \frac{l' \cdot \pi \cdot [D_r - 2(h_{db})] / Q_r}{k_{fe,r} \cdot l_{fe} \cdot b_{dr1}} - 1 =$$

$$\frac{0,1974 \cdot \pi [0,1385 - 2 \cdot (1,5 \cdot 10^{-3})] / 28}{1 \cdot 0,190 \cdot 0,0151} - 1 = 1,046 - 1 = 0,046 \quad (4.4.33)$$

Reálná magnetická indukce v místě  $d_{r2}$  je dána vztahem 4.4.34.

$$B_{dr2} = B'_{dr2} - \frac{S_{ur2}}{S_{dr2}} \cdot \mu_0 H_{dr2} = 1,246 - 2,675 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} H_{d2} \quad (4.4.34)$$

$$\frac{S_{ur2}}{S_{dr2}} = \frac{l' \cdot \tau_{ur2}}{k_{fe,r} \cdot l_{fe} \cdot b_{dr2}} - 1 = \frac{l' \cdot \pi \cdot \left[ D_r - 2 \left( h_{db} + \frac{D_{bar}}{2} \right) \right] / Q_r}{k_{fe,r} \cdot l_{fe} \cdot b_{dr2}} - 1 =$$

$$\frac{0,1974 \cdot \pi \left[ 0,1385 - 2 \cdot \left( 1,5 + \frac{10}{2} \right) \cdot 10^{-3} \right] / 28}{1 \cdot 0,190 \cdot 3,98 \cdot 10^{-3}} - 1 = 3,675 - 1 = 2,675 \quad (4.4.35)$$

Reálná magnetická indukce v místě  $d_{r3}$  je dána vztahem 4.4.36.

$$B_{dr3} = B'_{dr3} - \frac{S_{ur3}}{S_{dr3}} \cdot \mu_0 H_{dr3} = 0,387 - 0,051 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} H_{d2} \quad (4.4.36)$$

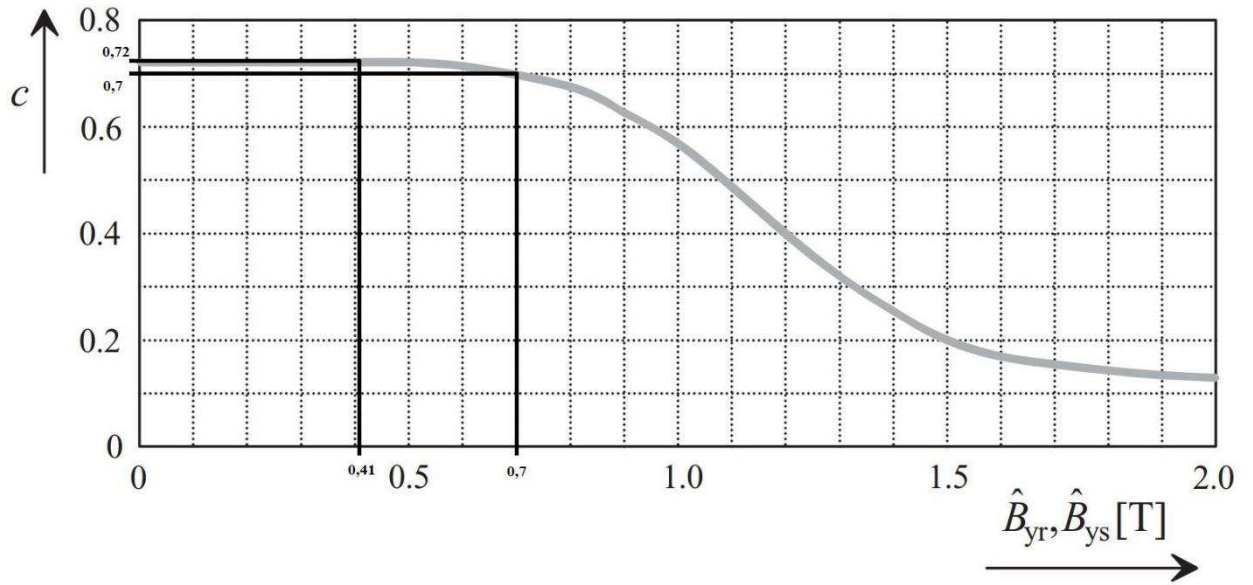
$$\frac{S_{ur3}}{S_{dr3}} = \frac{l' \cdot \tau_{ur3}}{k_{fe,r} \cdot l_{fe} \cdot b_{dr3}} - 1 = \frac{l' \cdot \pi \cdot [D_r - 2(h_{r1} + D_{bar})] / Q_r}{k_{fe,r} \cdot l_{fe} \cdot b_{dr3}} - 1 =$$

$$\frac{0,1974 \cdot \pi [0,1385 - 2 \cdot (1,5 + 10) \cdot 10^{-3}] / 28}{1 \cdot 0,190 \cdot 0,0128} - 1 = 1,051 - 1 = 0,051 \quad (4.4.37)$$

Průnikem křivek  $B_{dr1}$ ,  $B_{dr2}$ ,  $B_{dr3}$  a B-H křivky materiálu 41CrMo4 nám vyšly reálné hodnoty magnetické indukce  $B_{dr1}=0,328 \text{ T}$  a  $H_{dr1}=870 \text{ A/m}$ ,  $B_{dr2}=1,246 \text{ T}$  a  $H_{dr2}=2720 \text{ A/m}$  a  $B_{dr3}=0,387 \text{ T}$  a  $H_{dr3}=900 \text{ A/m}$ . B-H křivka materiálu 41CrMo4 je uvedena v příloze B. Nyní můžeme pomocí vzorce 4.4.38 vypočítat magnetické napětí v rotorovém zubu.

$$U_{m,tr} = D_{Bar} \cdot \frac{H_{dr1} + 4H_{dr2} + H_{dr3}}{6} = \frac{870 + 4 \cdot 2720 + 900}{6} \cdot 10 \cdot 10^{-3} = 20,95 \text{ A} \quad (4.4.38)$$

Dalším krokem je výpočet magnetického napětí ve jhu statoru a rotoru. Magnetické pole ve statorovém a rotorovém jhu je nerovnoměrně rozloženo. V některých místech může dosahovat intenzita magnetického pole velkých hodnot, ale ve velké části výrazně slabších. Tuto nerovnoměrnost popisuje koeficient  $c$ . Na Obr. 36 je vidět závislost tohoto koeficientu na hodnotě magnetické indukce. Z tohoto obrázku určíme hodnoty koeficientu pro statorové a rotorové jho [6]. Nejprve je nutné spočítat délku pólové rozteče ve středu statorového jha, tato rozteč je dána vztahem 4.4.39. Z B-H křivky plechu M250-35A, uvedené v příloze A, byla odečtena hodnota intenzity magnetického pole  $H_{ys}=67,9 \text{ A/m}$  pro hodnotu magnetické indukce ve jhu statoru  $B_{ys}=0,7 \text{ T}$ .



Obrázek 36: Závislost koeficientu  $c$  na magnetické indukci, převzato z [6]

$$c_s = 0,7$$

$$U_{m,ys} = cH_{ys} \tau_{ys} = 0,7 \cdot 67,9 \cdot 407,74 \cdot 10^{-3} = 19,38A \quad (4.4.39)$$

$$\tau_{ys} = \frac{\pi(D_{sout} - h_{ys})}{2p} = \frac{\pi(294,5 - 34,92)}{2 \cdot 1} = 407,74mm \quad (4.4.40)$$

Jako v případě statoru, je nejprve nutné spočítat délku pólové rozteče ve středu rotorového jha pomocí vztahu 4.4.41.

$$\tau_{yr} = \frac{\pi \left( D_r - 2 \left( h_{db} + D_{bar} + \frac{h_{yr}}{2} \right) \right)}{2p} = \frac{\pi \left( 138,5 - 2 \left( 1,5 + 10 + \frac{57,75}{2} \right) \right)}{2 \cdot 1} = 90,713mm \quad (4.4.41)$$

Z B-H křivky materiálu 41CrMo4 byla odečtena intenzita magnetického pole  $H_{ys}=908 \text{ A/m}$  pro hodnotu magnetické indukce  $B_{yr}=0,410 \text{ T}$ . Koeficient  $c$  byl odečten z Obr. 36.

$$U_{m,yr} = cH_{yr} \tau_{yr} = 0,72 \cdot 908 \cdot 90,713 \cdot 10^{-3} = 59,30A \quad (4.4.42)$$

Celkové magnetizační napětí je dáno vztahem 4.4.43. Z celkového magnetického napětí se dále spočítá pomocí vztahu 4.4.44 magnetizační proud stroje.

$$U_{m,tot} = U_{m,\delta} + U_{m,ts} + U_{m,tr} + \frac{U_{m,ys}}{2} + \frac{U_{m,yr}}{2} =$$

$$925 + 2,894 + 20,95 + \frac{19,38}{2} + \frac{59,30}{2} = 988,18A \quad (4.4.43)$$

$$I_m = \frac{U_{m,tot} \cdot \pi \cdot p}{m \cdot N_s \cdot k_{wl} \cdot \sqrt{2}} = \frac{988,18 \cdot \pi \cdot 1}{3 \cdot 8 \cdot 0,925 \cdot \sqrt{2}} = 98,88A \quad (4.4.44)$$

### 3.4.2 Výpočet ztrát

#### 3.4.2.1 Ztráty v železe

Ztráty v železe asynchronního motoru jsou počítány pouze ve statoru. A to z důvodu velmi nízké frekvence v rotoru, která je dána vztahem  $f_2 = f_1 \cdot s$ , proto můžeme ztráty v železe rotoru i při velkém sycení zanedbat [13]. Ztráty v železe statoru jsou dány vztahem 2.3.4. Kvůli nerovnoměrnému rozdělení magnetické indukce musíme ztráty v železe statoru rozdělit na ztráty ve jhu statoru a zubech statoru. Ze vzorce je patrné, že pro výpočet je nutné znát hmotnost jednotlivých částí statorového svazku. Objem statorového jha je dán rovnicí 4.4.45. Z [27] byla zjištěna hustota statorového plechu M250-35A. Hmotnost statorového jha je dána vztahem 4.4.46.

$$\rho_{M250-35A} = 7600 \text{ kg} \cdot \text{m}^3$$

$$V_{js} = \left( \frac{\pi \cdot D_{sOUT}^2}{4} - \frac{\pi \cdot (D_{sIN} + 2 \cdot h_s)^2}{4} \right) \cdot l_{Fe} =$$

$$\left( \frac{\pi \cdot 0,2945^2}{4} - \frac{\pi \cdot (0,1459 + 2 \cdot 39,405 \cdot 10^{-3})^2}{4} \right) \cdot 0,190 = 5,407 \cdot 10^{-3} \text{ m}^3 \quad (4.4.45)$$

$$m_{js} = V_{js} \cdot \rho_s \cdot k_{fe,s} = 5,407 \cdot 10^{-3} \cdot 7600 \cdot 0,97 = 39,86 \text{ kg} \quad (4.4.46)$$

V dalším kroku je nutné zjistit hmotnost statorových zubů stejným způsobem jako výše. Nejprve je potřeba zjistit objem statorových zubů pomocí rovnice 4.4.48. V tomto výpočtu je nutné uvažovat plochu drážky včetně její izolace, která je dána vztahem 4.4.47. A následně vypočítat hmotnost statorových zubů pomocí vzorce 4.4.49.

$$S_{slot} = b_1 \cdot h_1 + h_2 \cdot \frac{b_4 + b_1}{2} + h_3 \cdot \left( b_4 + \frac{\pi \cdot h_3}{Q_s} \right) + h_5 \cdot \frac{b_4 + b_5}{2} + \frac{\pi \cdot b_5^2}{8} =$$

$$3 \cdot 1,5 + 3 \cdot \frac{13,27 + 3}{2} + 0,5 \cdot \left( 13,27 + \frac{\pi \cdot 0,5}{24} \right) + 24,5 \cdot \frac{13,27 + 19,81}{2} + \frac{\pi \cdot 19,81^2}{8} \quad (4.4.47)$$

$$= 594,91 \text{ mm}^2$$

$$V_{ts} = \left( \frac{\pi \cdot (D_{sIN} + 2 \cdot h_s)^2}{4} - \frac{\pi \cdot (D_{sIN})^2}{4} - Q_s \cdot S_{slot} \right) \cdot l_{fe} =$$

$$\left( \frac{\pi \cdot (0,1459 + 2 \cdot 39,4 \cdot 10^{-3})^2}{4} - \frac{\pi \cdot (0,1459)^2}{4} - 24 \cdot 594,91 \cdot 10^{-6} \right) \cdot 0,190 = 1,6457 \cdot 10^{-3} \text{ m}^3 \quad (4.4.48)$$

$$m_{ts} = V_{ts} \cdot \rho \cdot k_{fe,s} = 1,6457 \cdot 10^{-3} \cdot 7600 \cdot 0,97 = 13,132 \text{ kg} \quad (4.4.49)$$

Ztráty v jádru statoru jsou rozděleny na ztráty ve jhu statoru (4.4.50) a ztráty v zubech statoru (4.4.51). Pro tento výpočet je potřeba odečíst hodnoty měrných ztrát pro plech M250-35A. Pracovní frekvence stroje je 670 Hz. Jako vhodné řešení se nabízí odečtení měrných ztrát na kilogram  $P_{0,7}$  pro křivku 400 Hz z Obr. 27. Dále se do vztahu zavádí činitel  $k_{Fe}$  respektující zvětšení ztrát v důsledku zatížení a nerovnoměrnosti indukce. V [6] jsou doporučeny hodnoty tohoto koeficientu pro statorové zuby  $k_{Fe,st} = 1,8$  a statorové jho  $k_{Fe,sy} = 1,7$ .

$$P_{Fe, sy} = k_{Fe, sy} \cdot P_{0,7} \cdot \left( \frac{B_{sy}}{0,7T} \right)^2 \cdot m_{Fe, sy} \cdot \left( \frac{f}{400} \right)^{\frac{3}{2}} = \quad (4.4.50)$$

$$1,7 \cdot 8,82 \cdot \left( \frac{0,7}{0,7} \right)^2 \cdot 39,86 \cdot \left( \frac{670}{400} \right)^{\frac{3}{2}} = 1295,61 W$$

$$P_{Fe, st} = k_{Fe, st} \cdot P_{0,9} \cdot \left( \frac{B_{sy}}{0,9T} \right)^2 \cdot m_{Fe, st} \cdot \left( \frac{f}{400} \right)^{\frac{3}{2}} = \quad (4.4.51)$$

$$1,8 \cdot 14 \cdot \left( \frac{0,95}{0,9} \right)^2 \cdot 13,132 \cdot \left( \frac{670}{400} \right)^{\frac{3}{2}} = 799,31 W$$

Následně můžeme určit celkové ztráty v železe stroje součtem ztrát ve statorovém jhu a zubech.

$$P_{Fe, c} = P_{Fe, sy} + P_{Fe, st} = 1295,61 + 799,31 = 2094,92 W \quad (4.4.52)$$

### 3.4.2.2 Joulový ztráty

Výpočet Joulových ztrát je rozdělen na výpočet Joulových ztrát ve statorovém vinutí a v rotoru. Před samotným výpočtem ztrát je nejprve potřebné spočítat odpor vinutí při provozní teplotě. Pomocí tepelné sítě od pana doc. Ing. Radka Vlacha, Ph.D. ze strojní fakulty VUT byly zjištěny teploty jednotlivých komponent. Při výpočtu tepelné sítě bylo uvažováno s vodním chlazením na statoru a rotor byl chlazen pomocí proudícího helia. Proto je pro výpočet odporu nutné určit měrný odpor mědi při teplotě  $160^\circ C$  a průměrnou délku statorového vinutí. Odpor statorového vinutí je dán vztahem 4.4.55.

$$\rho_{Cu160} = \rho_{Cu20} (1 + \alpha_{Cu} \cdot (T - T_0)) = \quad (4.4.53)$$

$$1,724 \cdot 10^{-8} \cdot (1 + 4,29 \cdot 10^{-3} \cdot (160 - 20)) = 2,759 \cdot 10^{-8} \Omega m$$

$$l_{av} = 2 \cdot l_{fe} + 2,4 W_{tp} \cdot \tau_p + 0,03 m = 2 \cdot 190 + 2,4 \cdot \frac{5}{6} \cdot 0,2291 + 0,03 = 0,838 \quad (4.4.54)$$

$$R_{S, Cu} = N_s \cdot \rho_{Cu160} \frac{l_{av}}{a \cdot S_{Str} \cdot N_{Str}} = \quad (4.4.55)$$

$$8 \cdot 2,759 \cdot 10^{-8} \cdot \frac{0,8382}{2 \cdot 52 \cdot 1,131 \cdot 10^{-6}} = 1,5728 \cdot 10^{-3} \Omega$$

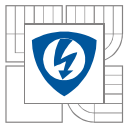
Při výpočtu odporu rotoru je třeba přepočítat měrný odpor Glidcopu Al-15 na teplotu  $200^\circ C$ , která byla určena z tepelné sítě. Následně je odpor jedné rotorové tyče dán vztahem 4.4.57.

$$\rho_{Glid200} = \rho_{Glid20} (1 + \alpha_{Glid} \cdot (T - T_0)) = \quad (4.4.56)$$

$$1,86 \cdot 10^{-8} \cdot (1 + 4,29 \cdot 10^{-3} \cdot (200 - 20)) = 3,296 \cdot 10^{-8} \Omega m$$

$$R_{bar} = \rho_{Glid200} \cdot \frac{l_{fe}}{S_{bar}} = 3,296 \cdot 10^{-8} \cdot \frac{0,190}{78,53 \cdot 10^{-6}} = 7,9745 \cdot 10^{-5} \Omega \quad (4.4.57)$$

Střední průměr a střední délka zkratovacího kruhu, odpovídající jedné rotorové tyči, jsou dány vztahy 4.4.58-59.



$$D_{ring, str} = D_r - 2 \cdot h_{db} - D_{bar} = 138,5 - 2 \cdot 1,5 - 10 = 125,5 mm \quad (4.4.58)$$

$$l_{ring} = \frac{\pi \cdot D_{ring}}{Q_r} = \frac{\pi \cdot 125,5}{28} = 14,08 mm \quad (4.4.59)$$

$$R_{ring} = \rho_{Glid 200} \cdot \frac{l_{ring}}{S_{ring}} = 3,296 \cdot 10^{-8} \cdot \frac{14,08 \cdot 10^{-3}}{0,013 \cdot 0,027} = 1,322 \cdot 10^{-6} \Omega \quad (4.4.60)$$

Celkový rotorový odpor je dán vztahem 4.4.61. Následně je jej potřeba přepočíst na stator pomocí vztahu 4.4.62.

$$R_r = R_{bar} + \frac{R_{ring}}{2 \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot p}{Q_r}\right)^2} = 7,9745 \cdot 10^{-5} + \frac{1,322 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot 1}{28}\right)^2} = 132,47 \mu\Omega \quad (4.4.61)$$

$$R_r^\square = \frac{4 \cdot m \cdot (N_s \cdot k_{w1})^2}{Q_r} \cdot R_r = \frac{4 \cdot 3 \cdot (8 \cdot 0,925)^2}{28} \cdot 132,47 \cdot 10^{-6} = 3,108 m\Omega \quad (4.4.62)$$

Nyní můžeme dopočítat statorové a rotorové ztráty v mědi pomocí rovnic 4.4.64-65.

$$P_{S,Cu} = m \cdot R_{S,Cu} \cdot I_S^2 = 3 \cdot 1,5728 \cdot 10^{-3} \cdot 709,42^2 = 2374,66 W \quad (4.4.64)$$

$$P_{R,Cu} = m \cdot R_r^\square \cdot I_r^\square = 3 \cdot 3,108 \cdot 10^{-3} \cdot 553,34^2 = 2854,94 W \quad (4.4.65)$$

### 3.4.2.3 Mechanické ztráty

Jak již bylo probráno v kapitole 2.3.3.3, třecí ztráty rotoru jsou rozděleny na dva druhy ztrát. Třecí ztráty povrchem rotoru ve vzduchové mezeře vypočítáme pomocí vztahu 4.4.66. Pro výpočet těchto ztrát musíme nejprve učit třecí koeficient  $C_M$  a Couette-Reynoldsovo číslo  $Re_\delta$ . Námi navrhovaný pohon bude sloužit jako pohon čerpadla hélia, helium bude sloužit i jako chladící kapalina vně stroje. Toto chlazení bylo zvoleno z důvodu dobrých tepelných vlastností helia.

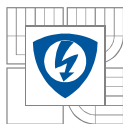
$$P_{\rho w1} = \frac{1}{32} k_f \cdot C_M \cdot \rho \cdot \pi \cdot \omega^3 \cdot D_r^4 \cdot l_r = \quad (4.4.66)$$

$$\frac{1}{32} \cdot 1,2 \cdot 4,268 \cdot 10^{-3} \cdot 0,179 \cdot \pi \cdot (2 \cdot \pi \cdot 663,3)^3 \cdot 138,5^4 \cdot 190 = 596,41 W$$

$$C_M = 0,065 \frac{(2\delta / D_r)^{0,3}}{Re_\delta^{0,2}} = 0,065 \cdot \frac{\left(\frac{2 \cdot 3,8}{138,5}\right)^{0,3}}{10111,35^{0,2}} = 4,268 \cdot 10^{-3} \quad (4.4.67)$$

$$Re_\delta = \frac{\rho \omega D_r \delta}{2\mu} = \frac{0,179 \cdot 2 \cdot \pi \cdot \frac{40000}{60} \cdot 138,5 \cdot 3,8}{2 \cdot 19} = 10111,35 \quad (4.4.68)$$

Nyní je potřeba vypočítat ztráty tvořené boky rotoru.



$$P_{pw2} = \frac{1}{64} C_M \cdot \rho \cdot \omega^3 \cdot (D_r^5 - D_{rin}^5) = \quad (4.4.69)$$

$$\frac{1}{64} \cdot 0,01285 \cdot 0,179 \cdot (2 \cdot \pi \cdot 663,3)^3 \cdot (138,5^5 - 80^5) = 132,818 W$$

$$C_M = \frac{0,146}{Re_r^{0,2}} = \frac{0,146}{18924638^{0,2}} = 0,01285 \quad (4.4.70)$$

$$Re_r = \frac{\rho \omega D_r^2}{4\mu} = \frac{0,179 \cdot 2 \cdot \pi \cdot \frac{40000}{60} \cdot 138,5^2}{4 \cdot 19} = 18924638 \quad (4.4.71)$$

Celkové ztráty rotoru jsou dány součtem ztrát na povrchu rotoru ve vzduchové mezeře a ztrát na bocích rotoru.

$$P_{pw} = P_{pw1} + P_{pw2} = 596,4 + 132,818 = 729,236 W \quad (4.4.72)$$

#### 3.4.2.4 Přídavné ztráty

Přídavné ztráty jsou ztráty způsobené vlivem rozptylových toků, pulsací indukce ve vzduchové mezeře, stupňovitého tvaru magnetického napětí statorového a rotorového vinutí. Přídavné ztráty mohou dosahovat hodnot 0,3-2 % z příkonu stroje [6, 13].

$$P_{add} = \frac{P_n}{\eta} \cdot 0,01 = \frac{350000}{0,965} \cdot 0,01 = 3626,9 W \quad (4.4.73)$$

#### 3.4.3 Účinnost a příkon stroje

Nyní můžeme vypočítat celkové ztráty stroje, které jsou dány vztahem 4.4.74. Dle vztahu 4.4.75 dále určíme účinnost stroje a příkon stroje dle vztahu 4.4.76.

$$\Delta P_{cel} = P_{S,Cu} + P_{R,Cu} + P_{Fe,c} + P_{pw} + P_{add} = \quad (4.4.74)$$
$$2274,66 + 2854,94 + 2094,92 + 729,23 + 3626,9 = 11580,65 W$$

$$\eta = \frac{P_2}{P_2 + \Delta P_{cel}} = \frac{350000}{350000 + 11580,65} = 0,9679 \quad (4.4.75)$$

$$P_1 = \frac{P_2}{\eta} = \frac{350000}{0,9679} = 361607,6 W \quad (4.4.76)$$



## 4 MECHANICKÁ ANALÝZA

Návrh vysokootáčkového motoru je velmi náročný úkol. Při návrhu je potřeba postupovat v souladu s elektrickými, tepelnými a mechanickými kritérii. Motor navržený v kapitole č. 4 musí být podroben mechanické pevnostní analýze. Výpočet pevnostního namáhání je proveden v programu ANSYS Workbench, který využívá ke svému řešení metodu konečných prvků. Metoda konečných prvků je numerická metoda, která slouží k simulaci deformací, elektromagnetických jevů, proudění tekutin atd. na fyzikálním modelu. Princip této metody spočívá v diskretizaci složitého modelu do určitého počtu prvků. Zjišťované parametry jsou určovány v jednotlivých uzlových bodech [29].

Výpočet namáhání rotoru odstředivými silami budeme provádět pomocí strukturální analýzy (*Static Structural Analysis*). Při tvorbě modelu je potřeba dbát na správné stanovení základních parametrů, jako jsou materiálové vlastnosti, hustota výpočetní sítě, okrajové podmínky a správná interpretace výsledků.

### 4.1 Definice materiálů

V prvním kroku je potřeba vybrat materiály použité v projektu, k tomu slouží položka *Engineering Data*. Tato knihovna obsahuje již nějaké předdefinované materiály, jako je například konstrukční ocel, měď, hliník a další. Materiály námi použité na konstrukci rotoru nejsou součástí knihovny, proto musíme v této záložce definovat vlastní materiály a jejich fyzikální a mechanické vlastnosti. Budeme definovat materiálové vlastnosti pomocí funkcí *Density*, *Isotropic Elasticity* a *Isotropic Secant Coefficient of Thermal Expansion*. Pro kompletní definici tohoto materiálu musíme znát jeho hustotu  $\rho$ , koeficient teplotní roztažnosti  $\lambda$ , Youngův modul pružnosti  $E$  a Poissonovo číslo  $\nu$ . Vlastnosti dále užívaných materiálů jsou uvedeny v Tabulce 3.

Tabulka 3: Vlastnosti materiálů použitých při simulaci [30, 31]

	Glidcop Al-15	Glidcop A-l60	41CrMo4	TiAl6V4
<b>Hustota</b>	8,9 g/cm <sup>3</sup>	8,81 g/cm <sup>3</sup>	7700 kg/m <sup>3</sup>	4430 kg/m <sup>3</sup>
<b>Koeficient teplotní roztažnosti</b>	$1,66 \cdot 10^{-5} K^{-1}$	$1,66 \cdot 10^{-5} K^{-1}$	$1 \cdot 10^{-5} C^{-1}$	$9,3 \cdot 10^{-6} C^{-1}$
<b>Youngův modul pružnosti</b>	$1,3 \cdot 10^5 MPa$	$1,3 \cdot 10^5 MPa$	$2 \cdot 10^5 MPa$	$1,1 \cdot 10^5 MPa$
<b>Poissonovo číslo</b>	0,3	0,3	0,3	0,342

### 4.2 Tvorba sítě konečných prvků a vazeb jednotlivých komponent

Před samotnou volbou hustoty sítě je potřeba vytvořit geometrii rotoru v *DesignModeleru*. S dostatečně výkonnou výpočetní technikou by bylo možné simulovat namáhání celého rotoru, ale doba výpočtu by byla příliš dlouhá. Proto je při tvorbě geometrie vhodné najít symetrie modelu a při použití vhodných okrajových podmínek simulovat pouze část rotoru. Model byl vytvořen parametricky pro potřebné úpravy. Při tvorbě modelu jsme museli akceptovat některé výrobní předpoklady. Jednalo se zejména o velikost otvorů rotoru a zkratovacího kruhu pro umístění rotorových tyčí. Průměr vrtání pro rotorovou tyč byl stanoven na  $D_{rvbar}=10,05 mm$ . Dále také musíme vzít v potaz spojení zkratovacího kruhu a rotorových tyčí. Toto spojení bude provedeno



pájkou Ag55Sn o tloušťce 0,1 mm. Z toho plyne, že vrtání zkratovacího kruhu bude  $D_{vcycle}=10,25\text{ mm}$ . Na Obr. 36 je vidět model části rotoru určený k simulaci. Následně byly přiřazeny materiály jednotlivým částem modelu (Tabulka 4).

Tabulka 4: Materiál přiřazený jednotlivým částem rotoru

Část	Rotorové tyče	Zkratovací kruh	Rotor	Hřídel	Pájka
Materiál	Glidcop Al-15	Glidcop Al-15	41CrMo4	41CrMo4	Ag55Sn

V dalším kroku byly nastaveny kontakty mezi jednotlivými komponenty. Byly použity dva druhy kontaktů, jedná se o *Frictional* a *Bonded*. *Frictional* je kontakt při kterém po sobě dvě plochy mohou klouzat s definovaným koeficientem tření. Třecí koeficient byl u všech kontaktů nastaven na hodnotu 0,4. U typu kontaktu *Bonded* jsou k sobě povrchy vázány pevnou vazbou, nemají povoleno se oddělit. Jednotlivé kontakty mezi komponenty jsou uvedeny v Tabulce 5.

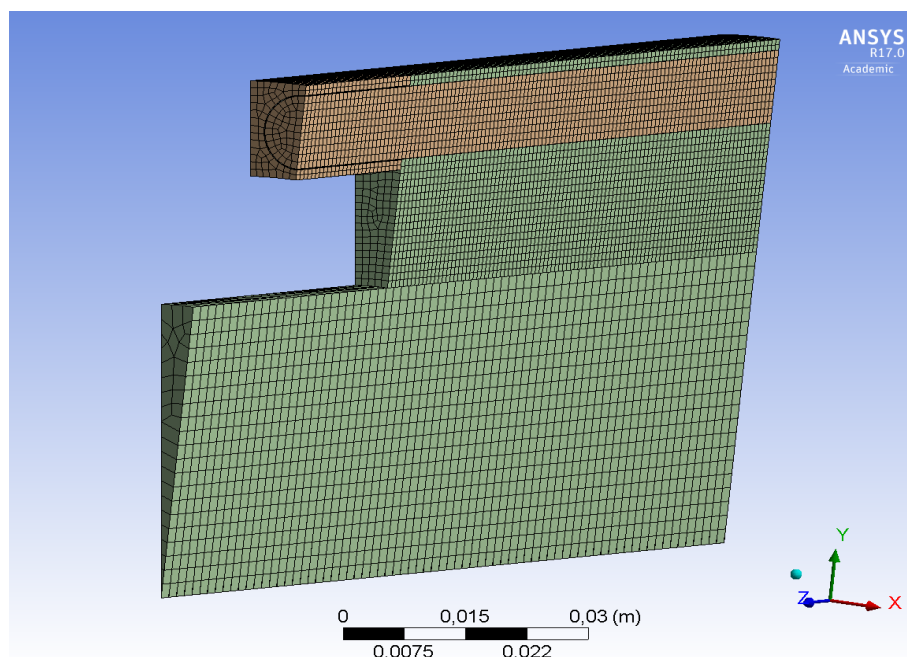
Tabulka 5: Typy kontaktů přiřazené jednotlivým spojením

Kontakt	Typ kontaktu
Rotor na tyč	Frictional
Pájka na tyč	Bonded
Spojovací kruh na rotor	Frictional
Rotor na hřídel	Frictional
Spojovací kruh na pájku	Bonded

Následně bylo potřeba vytvořit dostatečně hustou síť konečných prvků. Čím jemnější síť konečných prvků bude, tím lépe bude popsán deformační děj na dané komponentě. Jednou z možností je automatické generování sítě konečných prvků programem. Takto vygenerovaná síť na našem modelu obsahuje 4762 elementů. Tento počet elementů není pro naši simulaci dostatečný. Z toho důvodu bylo nutné vytvořit síť konečných prvků manuálně. Síť konečných prvků byla vytvořena pomocí metody *Sweep* na jednotlivých komponentech. Pomocí funkce *Sizing* byly přiřazeny pro jednotlivé komponenty velikosti elementů. Jejich hodnoty jsou uvedeny v Tabulce 6. Takto vytvořená síť konečných prvků obsahuje 35581 elementů a je vidět na Obr. 37.

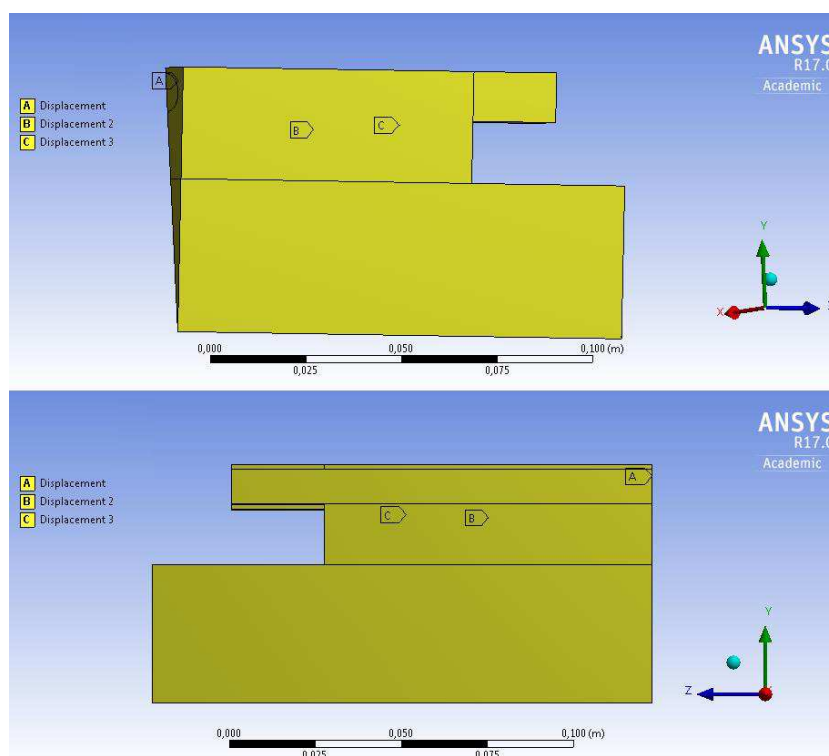
Tabulka 6: Velikost elementů sítě konečných prvků na jednotlivých částech stroje

Část	Hřídel	Rotor	Rotorová tyč	Zkratovací kruhy	Pájka
Velikost elementu[mm]	2	1	1	1	0,2



Obrázek 37: Část rotoru určená k simulaci s vykreslenou sítí konečných prvků

Při tvorbě modelu jsme vzali v potaz některé symetrie rotoru a pro potřeby simulace byla namodelována jen část rotoru. Proto je v dalším kroku důležité nastavit stupně volnosti tak, aby byly výsledky simulace relevantní. Pro nastavení stupňů volnosti byla použita funkce typu *Displacement*. Tato podmínka byla nastavena na místa řezu rotorem, jak je vidět na Obr. 38. Tato podmínka nám definuje, že nedojde k posunu systému ve směru definované osy.



Obrázek 38: Rozmístění stupňů volnosti

### 4.3 Vyhodnocení mechanické analýzy

Vlivem tepelné roztažnosti materiálů, která byla definována pro všechny materiály, dochází ke změnám geometrie. Proto je důležité tuto simulaci provést při pracovní teplotě stroje. V důsledku velké proudové hustoty v rotoru a ztrát na povrchu masivního rotoru, bude rotor vystaven velkým teplotám. Simulace byla provedena při teplotě rotoru  $200\text{ }^{\circ}\text{C}$  a otáčkách  $40000\text{ min}^{-1}$ . Mechanické napětí by nemělo překročit mez kluzu. Hodnoty meze kluzu pro jednotlivé komponenty jsou uvedeny v Tabulce 7. Ideálně by mechanické napětí nemělo přesáhnout hodnoty meze kluzu s bezpečnostním koeficientem  $k=1,2$ . V posledním sloupci této tabulky jsou uvedeny hodnoty maximálního dosaženého mechanického napětí na jednotlivých komponentech.

Tabulka 7: Hodnoty mechanického napětí pro jednotlivé komponenty

Komponenta	Materiál	Polotovár	Mez kluzu [MPa]	$\sigma_{k=1,2}$ [MPa]	$\sigma_{\max}$ [MPa]
Tyče	Glidcop Al-15	Rod 7mm	424	353	780
Spojovací kruh	Glidcop Al-15	Plate 16mm	340	283	1312
Rotor	41CrMo4		760	633	2419

Na Obr. 39-42 je vidět průběh mechanického napětí na jednotlivých komponentách. Místa, kde došlo k překročení meze kluzu sníženou o hodnotu bezpečnosti, jsou na obrázcích vyznačena fialově. Jak je z obrázků patrné, tak tyto mezní hodnoty byly překročeny téměř na všech komponentách. Materiál použitý na zkratovací kruhy (Glidcop Al-15) má větší hustotu než ocel použitá na jádro rotoru. Tudíž má větší měrnou hmotnost a působí na něj větší odstředivá síla. Spojovací kruh je navíc poměrně poddajný, proto se deformuje více než jádro rotoru, které má jednak nižší měrnou hmotnost a také je významně tužší. K větším radiálním posuvům kruhu navíc přispívá větší teplotní roztažnost Glidcopu Al-15.

Vlivem spolupůsobení těchto jevů dochází k namáhání tyčí stříhem nebo ohybem v místě, kde opouští jádro rotoru (Obr. 39). Rozdíl deformace zkratovacího kruhu a jádra rotoru je tak velký, že mechanické napětí v tyčích dvojnásobně překračuje mez kluzu. Průběh mechanického napětí ve zkratovacím kruhu je vidět na Obr. 40. V tomto případě mechanické napětí několikanásobně překračuje mez kluzu. Je to způsobeno tím, že zkratovací kruh je relativně poddajný, má velkou měrnou hmotnost a velký vnitřní průměr. Což samo o sobě generuje poměrně velké mechanické napětí. Na Obr. 41 je vidět průběh mechanického napětí v jádře rotoru. Z obrázku je patrné, že k největšímu namáhání dochází v místě, kde tyč opouští jádro rotoru ( $2419\text{ MPa}$ ). Dalším kritickým místem je vnitřní vrtání rotorového jádra. V těchto místech dosahovalo mechanické napětí hodnoty  $783\text{ MPa}$ .

C: Static structural 350kW 40000min-1

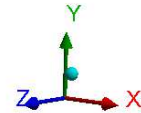
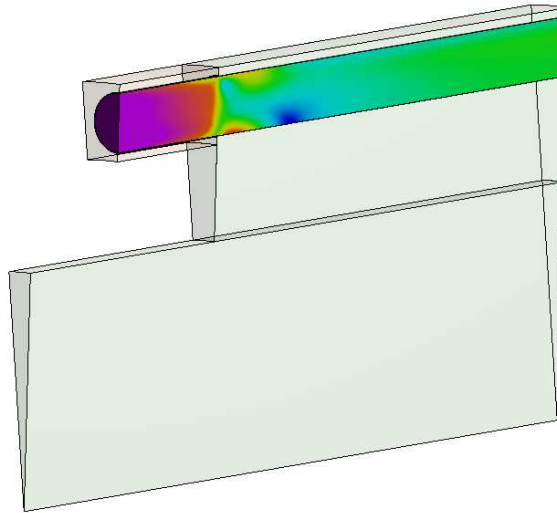
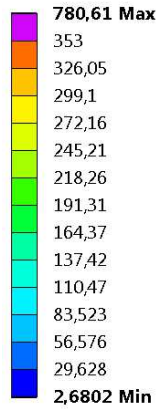
Equivalent Stress Tyc

Type: Equivalent (von-Mises) Stress

Unit: MPa

Time: 1

9.5.2016 14:00



Obrázek 39: Mechanické namáhání rotorové tyče

C: Static structural 350kW 40000min-1

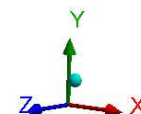
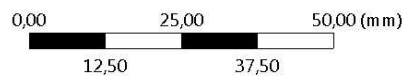
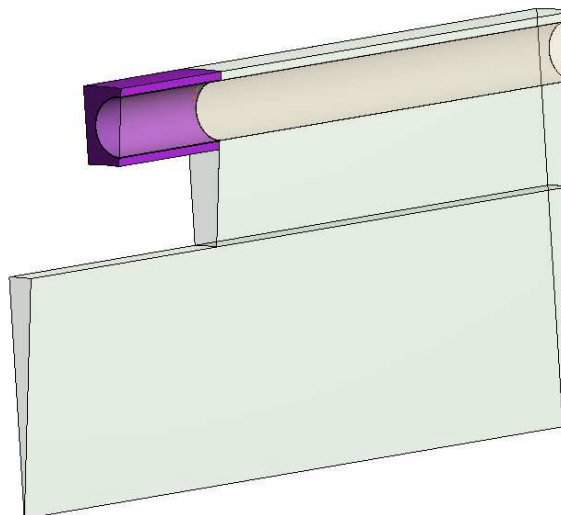
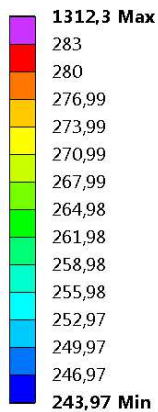
Equivalent Stress SpojKruh

Type: Equivalent (von-Mises) Stress

Unit: MPa

Time: 1

9.5.2016 14:01



Obrázek 40: Mechanické namáhání zkratovacího kruhu

**C: Static structural 350kW 40000min-1**

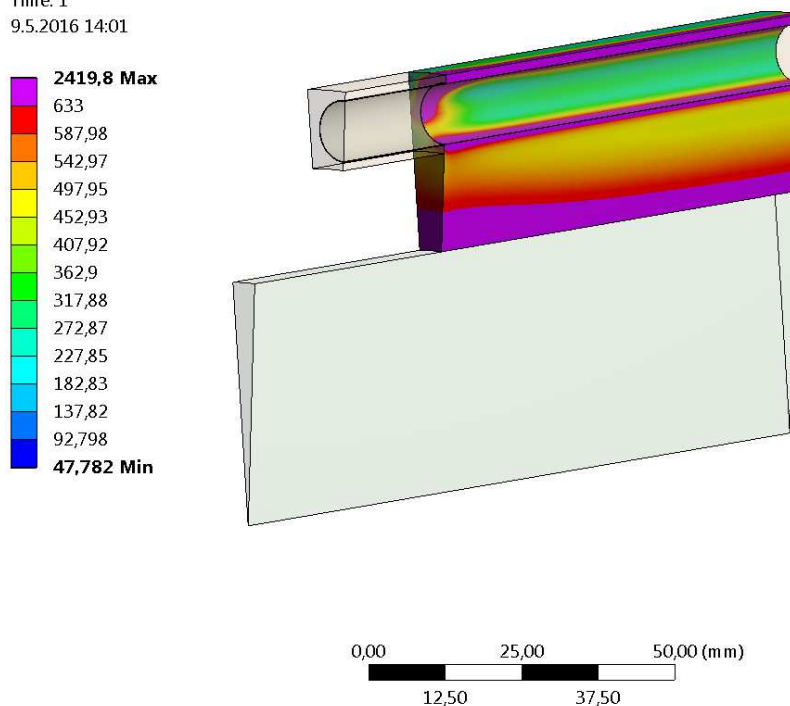
Equivalent Stress Rotor

Type: Equivalent (von-Mises) Stress

Unit: MPa

Time: 1

9.5.2016 14:01



Obrázek 41: Mechanické namáhání jádra rotoru

**C: Static structural 350kW 40000min-1**

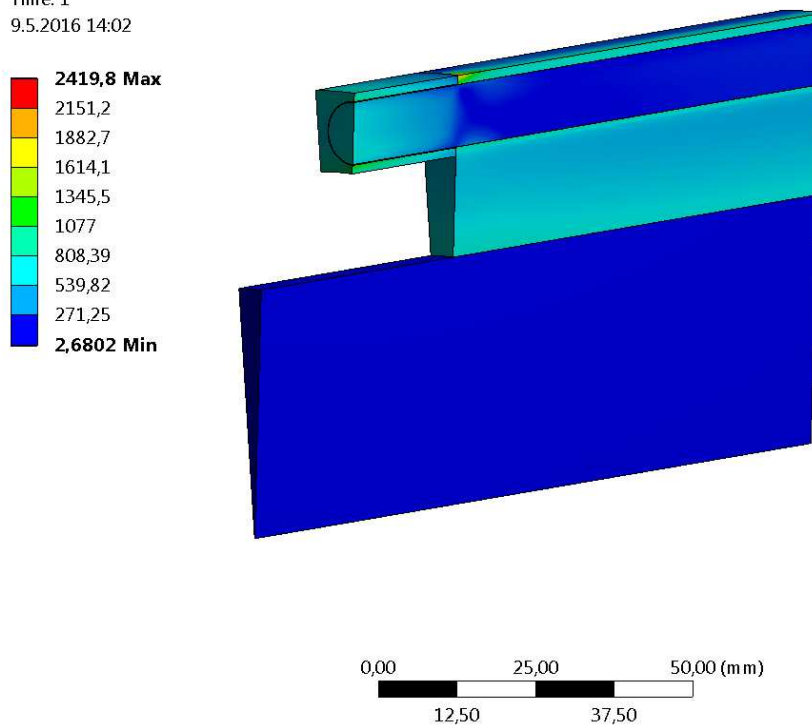
Equivalent Stress

Type: Equivalent (von-Mises) Stress

Unit: MPa

Time: 1

9.5.2016 14:02



Obrázek 42: Mechanické namáhání všech komponent rotoru

Na následujícím obrázku je vykreslena deformace rotoru. Mechanické napětí a deformace jsou přímo úměrné veličiny. Z obrázku je patrné, na kterém místech je třeba upravit geometrii rotoru, aby hodnoty zůstaly v povolených mezích.

**C: Static structural 350kW 40000min-1**

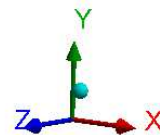
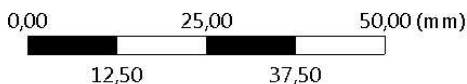
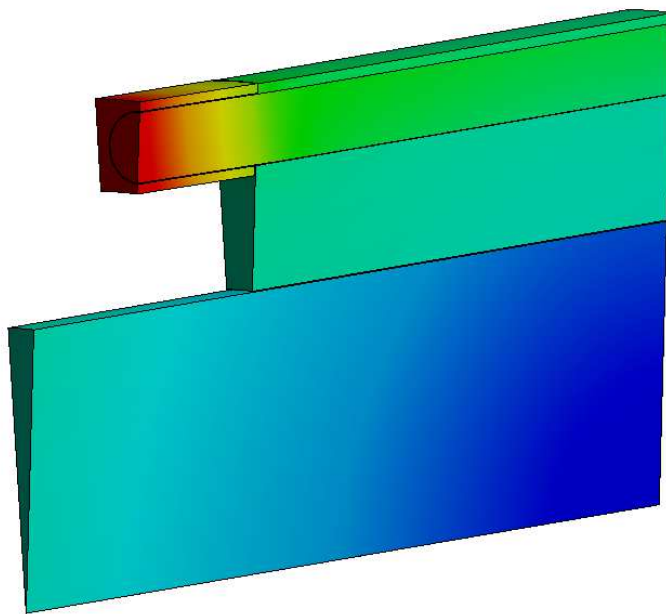
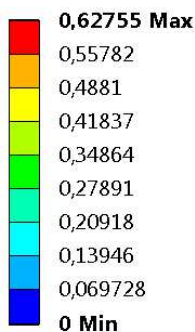
Total Deformation

Type: Total Deformation

Unit: mm

Time: 1

9.5.2016 14:03



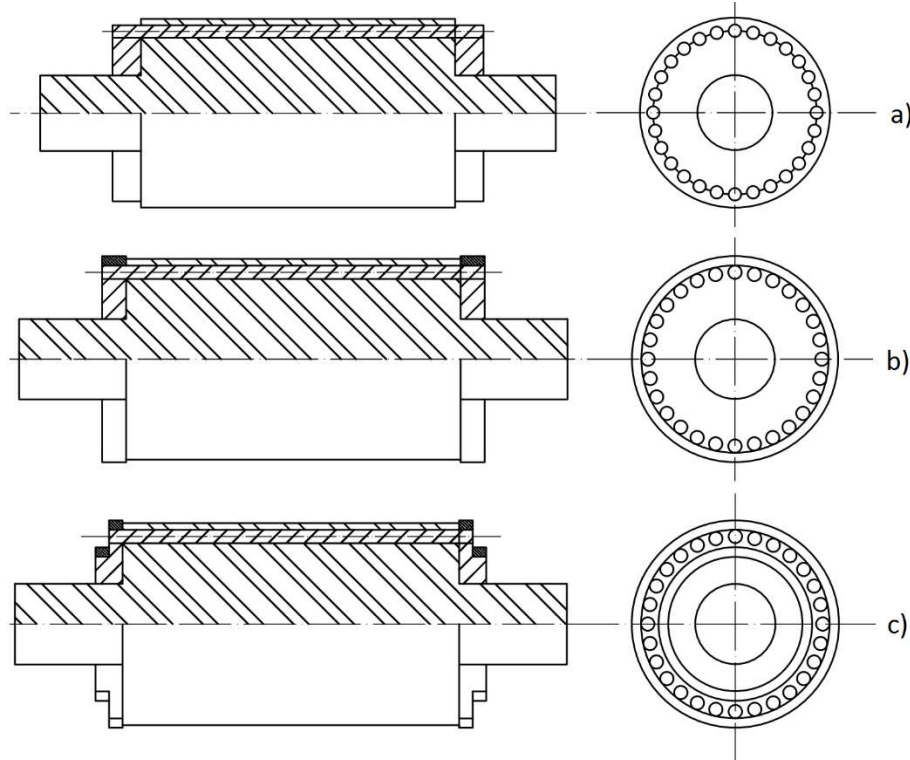
Obrázek 43: Deformace rotoru

## 4.4 Konstrukční změny rotoru

V předchozí kapitole byla provedena a zhodnocena pevnostní analýza námi navrženého motoru. Z analýzy je patrné, že mechanické napětí překračuje dovolené hodnoty téměř na všech komponentech. Z tohoto důvodu je potřeba provést konstrukční změny, které sníží mechanické namáhání rotoru, nebo použití kvalitnějších materiálů s vyšší mezí kluzu. Hlavním problémem dříve zvolené geometrie rotoru byly zkratovací kruhy.

Vhodnou změnou geometrie zkratovacích kruhů by bylo možné dosáhnout jejich menšího mechanického namáhání. U nynější geometrie zkratovacího kruhu je problém, že má velký průměr a je poměrně dlouhý a poddajný. Vhodnější by bylo, kdyby byl užší a vyšší. U vysokootáčkových synchronních strojů s permanentními magnety je přes rotor přetažena titanová objímka, která pomáhá držet permanentní magnety při vysokých otáčkách. V případě asynchronních motorů s klecí nakrátko by bylo možné vyztužit zkratovací kruhy pomocí titanové objímky, která by zpevnila celou konstrukci kruhů. Na základě těchto dvou předpokladů byly navrženy následující úpravy geometrie zkratovacích kruhů (Obr. 44).





Obrázek 44: Varianty úprav geometrie zkratovacího kruhu

U varianty a) byly zkratovací kruhy prodlouženy ke hřídeli a venkovní průměr zkratovacího kruhu byl zkrácen po střed rotorových tyčí. Šířka zkratovacího kruhu byla dpočítána na již dříve stanovenou proudovou hustotu. Tímto řešením byla výrazně snížena obvodová rychlost zkratovacích kruhů. V důsledku snížení obvodové rychlosti bude docházet k menšímu mechanickému namáhání a deformacím zkratovacího kruhu. Snížením deformace zkratovacího kruhu bychom měli dosáhnout i snížení namáhání rotorových tyčí a jádra rotoru.

V případě varianty b) byly zkratovací kruhy prodlouženy ke hřídeli a venkovní průměr zkratovacích kruhů byl zkrácen po okraj rotorových tyčí. Šířka zkratovacích kruhů byla dpočítána na dříve zvolenou proudovou hustotu. Dále byly zkratovací kruhy vybaveny titanovou objímkou. Jak bylo řečeno výše, motor bude chlazen heliem, které bude proudit přes vzduchovou mezeru. Příliš tlustá titanová objímka by bránila v proudění chladicímu médiu. Na druhou stranu s tlustší titanovou objímkou by bylo dosaženo větší pevnosti. Proto musí být její velikost volena s velkou opatrností. V tomto případě byla zvolena titanová objímka s vnějším průměrem 139,5 mm (tloušťka 2 mm).

Tvar zkratovacích kruhů byl zcela pozměněn u varianty c). Velká část zkratovacího kruhu byla soustředěna blíže k hřídeli. Tím výrazně klesla obvodová rychlost této části kruhu a je tak méně mechanicky namáhán. Šířka zkratovacího kruhu ve spodní části je 19 mm, v horní části 10 mm. Vnější průměr spodní části zkratovacího kruhu je 100 mm a horní 135,5 mm. V tomto případě byly použity dvě titanové objímky. První objímka byla použita stejně jako u varianty b). Druhá titanová objímka byla umístěná na spodní části zkratovacího kruhu. Tloušťka této titanové objímky je 2 mm.

Dosud byly uvažovány tyče a zkratovací kruhy z mědi Glidcop Al-15, která má ve srovnání s mědi Glidcop Al-60 nižší mez kluzu. Srovnání těchto mědí je uvedeno v Obr. 21. Dále budeme

uvažovat zkratovací kruhy z mědi Glidcop Al-60 a tyče z mědi Glidcop Al-15. Všechny výše navržené varianty zkratovacích kruhů byly podrobeny mechanické analýze, za účelem určení nejvhodnějšího řešení. Všechny ostatní parametry modelu byly zachovány, aby bylo možné srovnat jednotlivé topologie zkratovacích kruhů. V Tabulce 8 jsou uvedeny rozměry, materiál zkratovacích kruhů a hodnoty maximálního mechanického napětí zkratovacího kruhu pro jednotlivé varianty. Výsledky mechanického namáhání pro všechny varianty jsou vidět na Obr. 44-46.

Tabulka 8: Srovnání maximálního mechanického napětí zkratovacího kruhu pro různé varianty

	Maximální mechanické napětí [MPa]	Materiál	Šířka kruhu [mm]	Vnitřní průměr kruhu [mm]	Vnější průměr kruhu [mm]
<b>Původní varianta</b>	1312,3	Glidcop Al-15	26	112,5	138,5
<b>Varianta a)</b>	710,3	Glidcop A-160	16	80	125,5
<b>Varianta b)</b>	685,3	Glidcop Al-60	13,3	80	135,5
<b>Varianta c)</b>	526,9	Glidcop Al-60	19/10	80	100/135,5

C: 350kW 40000min-1 a)

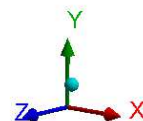
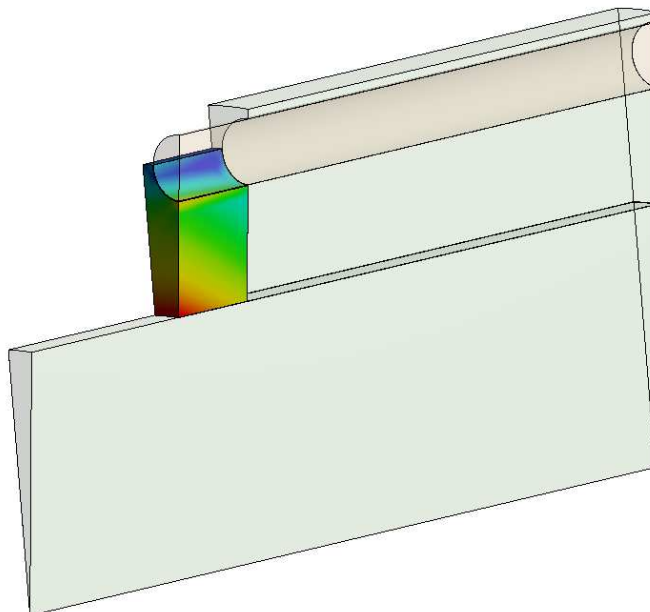
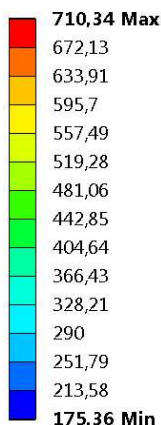
Equivalent Stress SpojKruh

Type: Equivalent (von-Mises) Stress

Unit: MPa

Time: 1

9.5.2016 14:56



Obrázek 45: Mechanické namáhání zkratovacího kruhu varianta a)



**A: 350kW 40000min-1 b)**

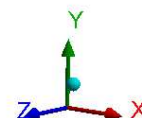
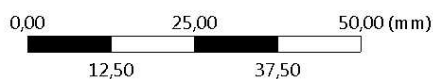
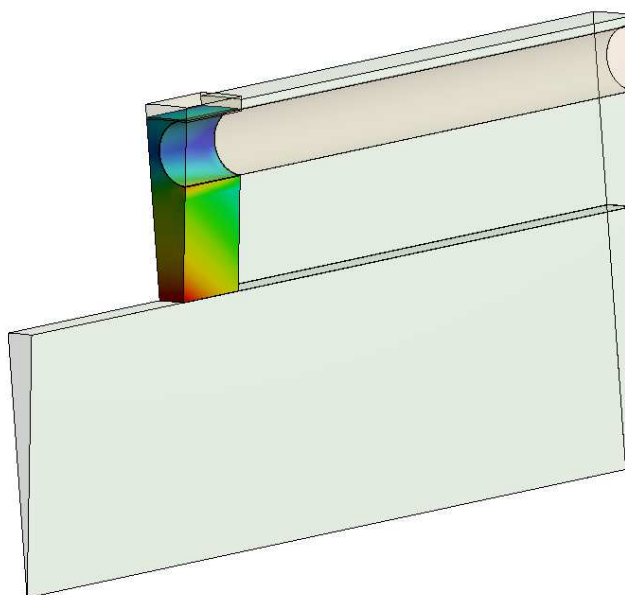
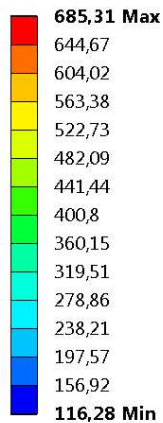
Equivalent Stress SpojKruh

Type: Equivalent (von-Mises) Stress

Unit: MPa

Time: 1

9.5.2016 14:19



Obrázek 46: Mechanické namáhání zkratovacího kruhu varianta b)

**A: 350kW 40000min-1 c)**

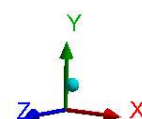
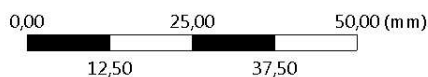
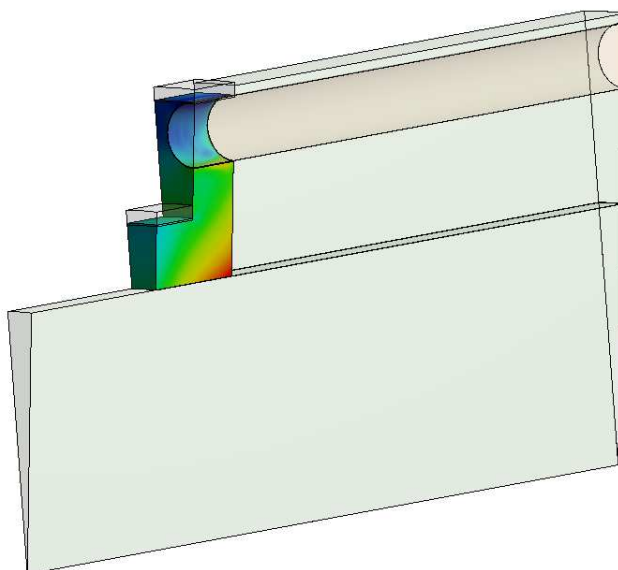
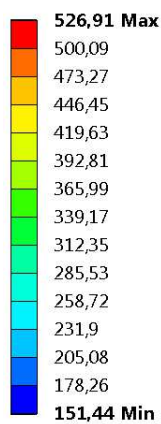
Equivalent Stress SpojKruh

Type: Equivalent (von-Mises) Stress

Unit: MPa

Time: 1

9.5.2016 14:13

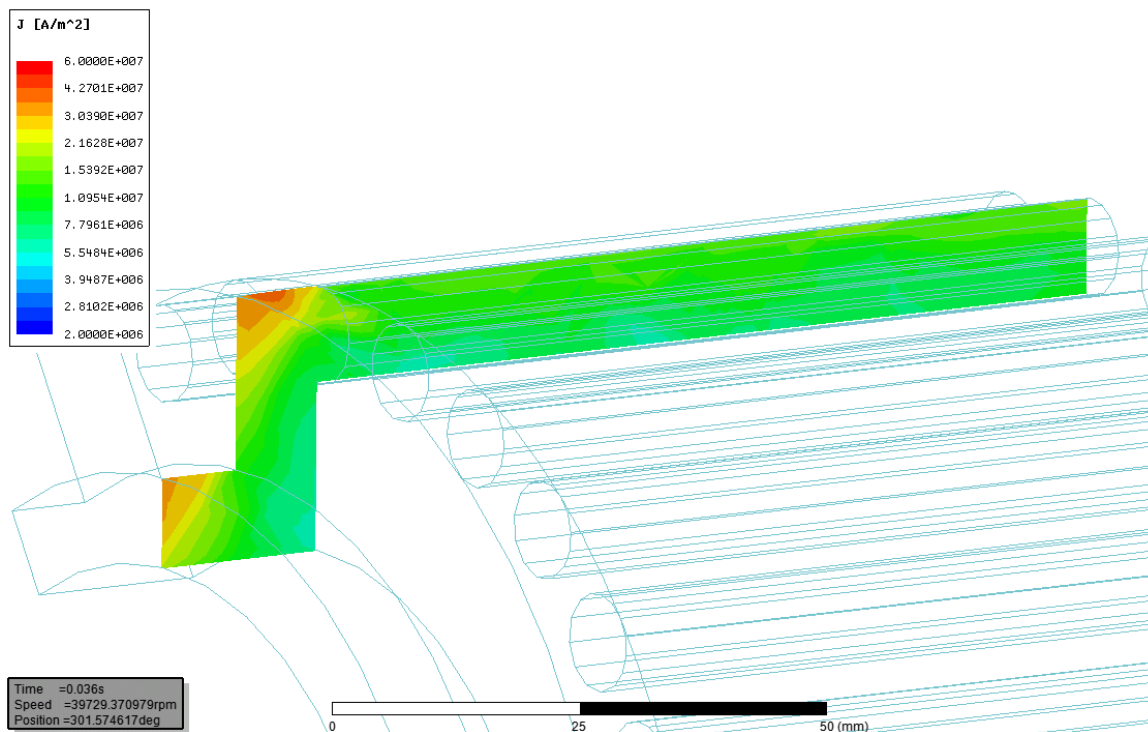


Obrázek 47: Mechanické namáhání zkratovacího kruhu varianta c)

V případě běžné konvenční topologie kruhů docházelo k velkému mechanickému namáhání zkratovacího kruhu. Kruh několikanásobně překročil mez kluzu. V případě upravených variant zkratovacích kruhů jsme dosáhli příznivějších výsledků namáhání. U varianty a) dosahovalo maximální mechanické napětí hodnoty  $710,3 \text{ MPa}$ . Touto konstrukční úpravou se nám podařilo snížit maximální mechanické napětí o  $45,87 \%$  proti původní variantě. V případě varianty b) jsme dosáhli ještě menšího maximálního mechanického napětí a to  $685,3 \text{ MPa}$ . Maximální mechanické napětí u varianty c) dosahovalo hodnoty  $526,9 \text{ MPa}$ , což je o  $59,85\%$  méně oproti původnímu řešení.

Varianta a) pro nás není z mechanického hlediska dostatečná. Při srovnání s variantou c) je její maximální mechanické napětí o  $183,4 \text{ MPa}$  vyšší. Na druhou stranu se nám jednoduchou a levnou konstrukční úpravou zkratovacího kruhu podařilo snížit mechanické napětí téměř o polovinu. Varianta a) je vhodná pro vysokootáčkové asynchronní motory s nižší obvodovou rychlostí. Nejlépe z mechanického hlediska vyšla varianta c). Ale hodnota mechanického napětí stále překračuje mez kluzu, další možností je použití vysoce pevnostní beryliové mědi Berylco-25.

Avšak dalším důležitým kritériem je rozložení proudové hustoty ve zkratovacím kruhu. Z tohoto důvodu musela být provedena 3D Transientní analýza v programu ANSYS Maxwell. Rozložení proudové hustoty v tyči a zkratovacím kruhu je vidět na Obr. 48. Z výsledků simulace je patrné, že rozložení proudové hustoty je téměř rovnoměrné. Při následujících simulacích a výpočtech budeme užívat tuto variantu zkratovacích kruhů. Touto konstrukční úpravou by mělo být sníženo i mechanické namáhání rotorových tyčí a jádra rotoru.



Obrázek 48: Rozložení proudové hustoty ve zkratovacím kruhu a tyči

Dalším kritickým místem z hlediska mechanického namáhání je jádro rotoru. Z Obr. 41 je patrné, že se jedná zejména o jednu kritickou oblast. Jde o oblast nad rotorovou tyčí. Nejvíce je rotorové jádro namáháno v místě, kde tyč opouští jádro rotoru. Ke snížení mechanického napětí

v tomto místě přispěje výše zmíněná úprava topologie kruhů. Další možností je uložení rotorových tyčí hlouběji do rotoru. Při hlubším uložení rotorové tyče by došlo k přesycení, proto tato konstrukční úprava není možná. Jako poslední možnost se nabízí změna materiálu rotoru s vyšší mezí kluzu. Jako vhodný materiál se jeví AerMet100. Tato slitina se řadí mezi ultra vysoké pevnostní oceli. Magnetické vlastnosti Aermetu100 jsou horší, než vlastnosti do teď užívané oceli 41CrMo4, ale mez kluzu dosahuje hodnot  $1850 \text{ MPa}$ . Tato hodnota je víc než dostatečná pro většinu náročných aplikací. Z důvodu vysoké tuhosti tohoto materiálu je obráběn pomocí elektrojiskrového obrábění, tento typ obrábění je již běžně dostupný [33]. B-H křivka materiálu AerMet100 je uvedena v příloze C.

## 4.5 Výsledné parametry a rozměry motoru

Na základě mechanické analýzy z předchozí kapitoly a optimalizací rotoru, byl analyticky navržen motor stejným postupem jako v kapitole 3. Výsledné parametry a rozměry tohoto motoru jsou uvedeny v Tabulce 9. V této tabulce jsou uvedeny výsledky jak analytického výpočtu, tak i výsledky získané pomocí modulu *RMxpert* v programu *ANSYS Maxwell*. Proti původnímu řešení se změnilo především parametry rotoru, kde byla zcela změněna topologie zkratovacích kruhů, jejich materiál a materiál jádra rotoru. V prostředí *RMxpert* nejde modifikovat topologii zkratovacích kruhů. Proto byly rozměry zkratovacího kruhu voleny tak, aby průřez zkratovacího kruhu v prostředí *RMxpert* odpovídal průřezu kruhu v analytickém výpočtu.

Tabulka 9: Výsledné parametry a rozměry motoru dle analytického výpočtu a *RMxpert*

Parametr	Jednotky	Analytický výp.	RMxpert
Mechanický výkon na hřídeli $P_2$	$[kW]$	350	350
Otáčky $n$	$[min^{-1}]$	40000	
Napájecí napětí $U_n$	$[V]$	380	380
Napájecí frekvence $f$	$[Hz]$	670	670
Účinnost $\eta$	$[\%]$	96,4	96,28
Účinník $\cos\varphi$	$[-]$	0,8	0,806
Počet fází $m$	$[-]$	3	3
Počet pólů $2p$	$[-]$	2	2
Délka železa $l_{fe}$	$[mm]$	190	190
Vnější průměr rotoru $D_r$	$[mm]$	138,5	138,5
Vnitřní průměr rotoru $D_{rIN}$	$[mm]$	80	80
Vnitřní průměr statoru $D_{sIN}$	$[mm]$	145,9	145,9
Vnější průměr statoru $D_{sOUT}$	$[mm]$	294,5	294,5
Délka vzduchové mezery $\delta$	$[mm]$	3,7	3,7
Počet statorových drážek $Q_s$	$[-]$	24	24
Počet rotorových drážek $Q_r$	$[-]$	28	28
Magnetická indukce ve vzduchové mezeře $B_\delta$	$[T]$	0,308	0,312
Magnetická indukce v zubu statoru $B_{st}$	$[T]$	0,9	0,896
Magnetická indukce ve jhu statoru $B_{sy}$	$[T]$	0,7	0,635
Magnetická indukce v zubu rotoru $B_{rt}$	$[T]$	1,3	1,306
Magnetická indukce ve jhu rotoru $B_{ry}$	$[T]$	0,4	0,408
Průměr rotorové tyče $D_{bar}$	$[mm]$	10	10
Rozměry zkratovacího kruhu: $h_{ring1} =$	$[mm]$	27,75	24,2
$h_{ring2} =$	$[mm]$	16	0
$d_{ring1} =$	$[mm]$	10	20
$d_{ring2} =$	$[mm]$	13	0

Proudová hustota vinutí statoru $J_{cs}$	$[A \cdot mm^{-2}]$	5,88	5,78
Proudová hustota tyče rotoru $J_{bar}$	$[A \cdot mm^{-2}]$	12,09	12,93
Proudová hustota zkratovacího kruhu $J_{ring}$	$[A \cdot mm^{-2}]$	8,73	9,33
Magnetické napětí ve vzduchové mezeře $U_{m, \delta e}$	$[A]$	925	947,67
Magnetické napětí v zubu statoru $U_{m, ts}$	$[A]$	2,849	2,802
Magnetické napětí ve jhu statoru $U_{m, ys}$	$[A]$	19,38	8,85
Magnetické napětí v zubu rotoru $U_{m, tr}$	$[A]$	48,33	40,37
Magnetické napětí ve jhu rotoru $U_{m, yr}$	$[A]$	205,73	104,56
Magnetizační proud $I_{mag}$	$[A]$	108,94	106,34
Ztráty v železe $\Delta P_{Fe}$	$[W]$	2094,92	2087,92
Jouleovy ztráty stator $P_{S, Cu}$	$[W]$	2374,66	2642,78
Jouleovy ztráty rotor $P_{R, Cu}$	$[W]$	4341,47	4917,82
Mechanické ztráty $P_{\phi w}$	$[W]$	729,23	800
Dodatečné ztráty $P_{add}$	$[W]$	3500	3500

Z tabulky je patrné, že analytický výpočet přibližně odpovídá výpočtu programu *RMxpert*. Největší rozdíly ve výpočtech jsou vidět ve výpočtech magnetizačních napětí a ztrát. Tyto rozdílné hodnoty mohou být způsobené rozdílnou volbou empirických koeficientů. Tyto koeficienty jsou většinou voleny z doporučeného rozmezí dle literatury, ale koeficienty, které užívá tento program, nejsou známy.

Finální model pro mechanické výpočty je vidět na Obr. 54. Při mechanické analýze byl rotor roztočen na otáčky  $40000 \text{ min}^{-1}$  a ohřátý na hodnotu  $200 \text{ }^{\circ}\text{C}$ , jako v předchozím případě. Rotorové tyče jsou se zkratovacími kruhy spojeny pomocí pájení. Jak bylo zmíněno výše, byl použit tvar zkratovacího kruhu dle Obr. 47 se dvěma objímkami. Přiřazené materiály, výsledky mechanické analýzy a bezpečnostní koeficient pro jednotlivé komponenty jsou uvedeny v Tabulce 10. Vypočtené mechanické napětí všech komponent je pod hranicí meze kluzu definované pro jednotlivé typy materiálů.

Tabulka 10: Vypočtená mechanická namáhání a bezpečnostní koeficient pro jednotlivé komponenty motoru

	Materiál	Mez kluzu	Maximum stres	Bezpečnostní koeficient
<b>Jednotky</b>	$[-]$	$[MPa]$	$[MPa]$	$[-]$
<b>Tyč</b>	Glidcop AL15	424	271,12	1,56
<b>Zkratovací kruhy</b>	Berylco 25	850	511,68	1,66
<b>Rotorové jádro</b>	Aermet100	1850	1245,5	1,48
<b>Objímka 1</b>	Aermet100	1850	1329,8	1,39
<b>Objímka 2</b>	Aermet100	1850	1500,6	1,23

Mechanické namáhání dosahovalo nejvyšších hodnot v objímkách použitých pro stažení zkratovacích kruhů. V dřívějším provedení byly použity titanové objímky, které jsou relativně pružné. Bohužel tyto objímky neměly dostatečně velkou mechanickou pevnost a mechanické napětí generované v těchto objímkách překračovalo mez kluzu. Jako nejvhodnější řešení se z výrobního hlediska jeví použití objímek z materiálu Aermet100. V objímkách z tohoto materiálu se bude generovat vyšší mechanické napětí a to z důvodu menší pružnosti materiálu.

Největší mechanické napětí je generováno v objímce 2 a to  $1500,6 \text{ MPa}$  a zároveň je na této komponentě dosaženo nejmenšího bezpečnostního koeficientu. Z toho plyne, že objímky jsou kritickou částí celého rotoru. V případě potřeby vyššího bezpečnostního koeficientu na těchto komponentech by bylo potřebné použít materiál s vyšší mezí kluzu například AerMet340.

Dalším kritickým místem je rotorové jádro nad rotorovou tyčí. Jak je patrné z Obr. 51, nejvyšší mechanické napětí je generováno v místě kde tyč opouští rotorové jádro. Bezpečnostní koeficient na této komponentě dosahuje hodnoty 1,48. Bezpečnostní koeficienty na jednotlivých komponentech jsou velmi závislé na výrobních tolerancích. Proto je kladen velký důraz na preciznost při výrobě motoru.

**H: Motor 350kW 40000min-1**

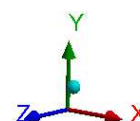
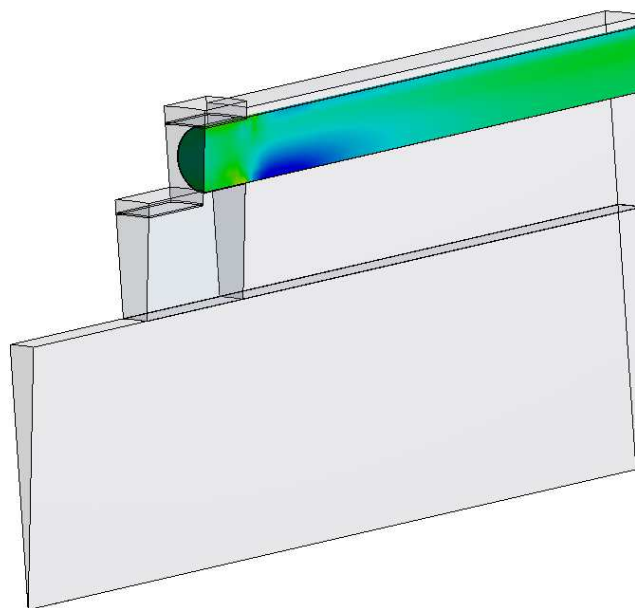
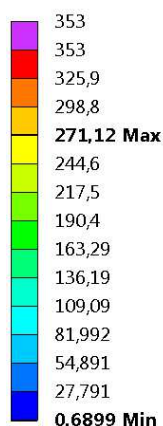
Equivalent Stress Tyc

Type: Equivalent (von-Mises) Stress

Unit: MPa

Time: 1

9.5.2016 16:24



Obrázek 49: Mechanické namáhání rotorové tyče

H: Motor 350kW 40000min-1

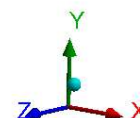
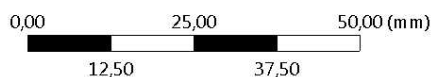
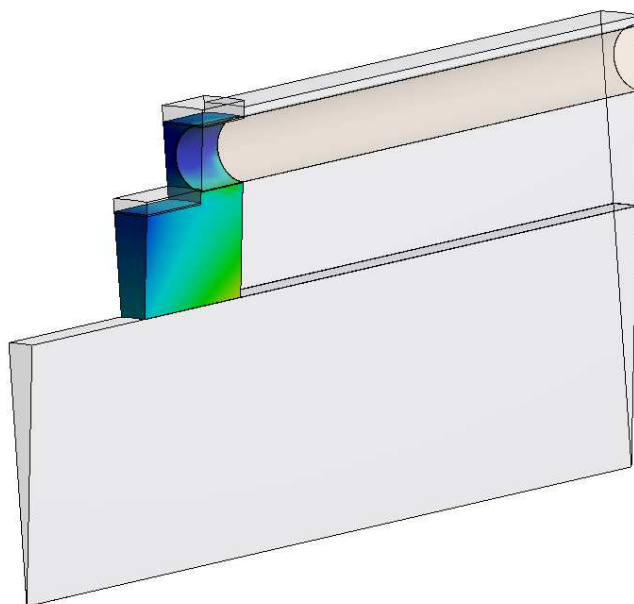
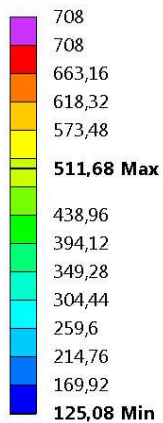
Equivalent Stress SpojKruh

Type: Equivalent (von-Mises) Stress

Unit: MPa

Time: 1

9.5.2016 16:26



Obrázek 50: Mechanické namáhání zkratovacího kruhu

H: Motor 350kW 40000min-1

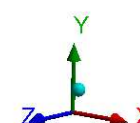
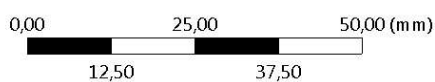
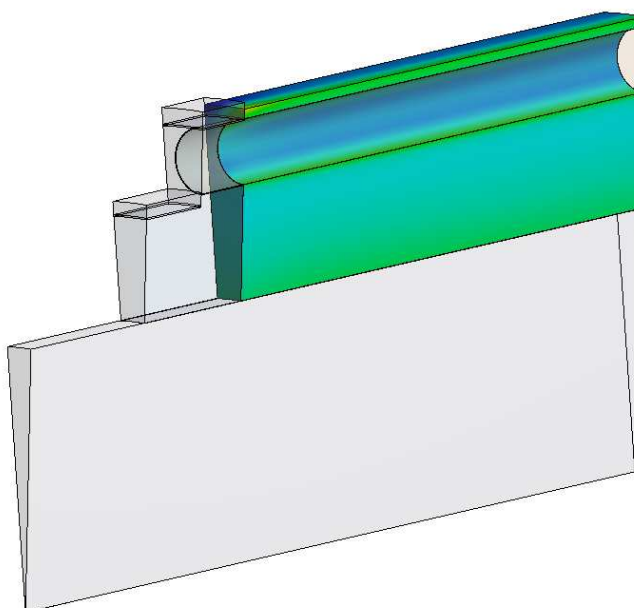
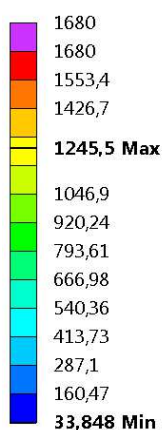
Equivalent Stress Rotor

Type: Equivalent (von-Mises) Stress

Unit: MPa

Time: 1

9.5.2016 16:25



Obrázek 51: Mechanické namáhání rotorového jádra



H: Motor 350kW 40000min-1

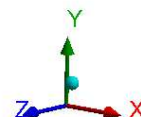
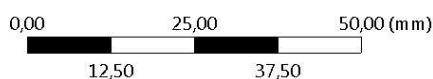
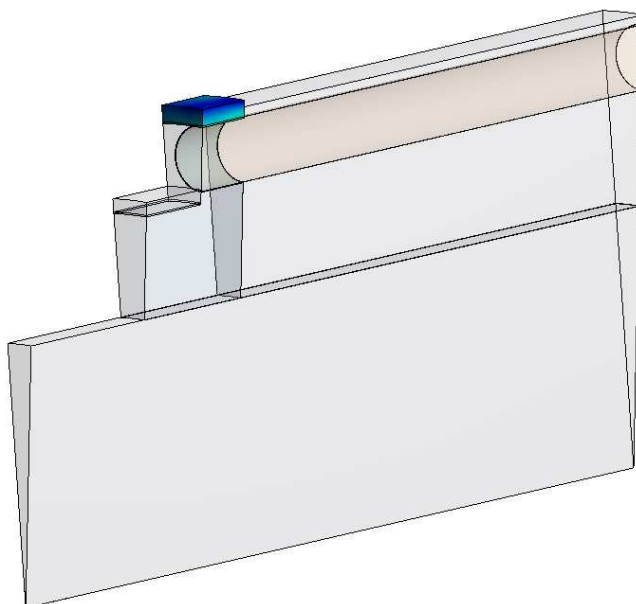
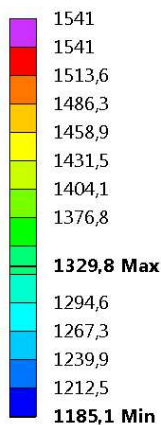
Equivalent Stress Prstenec

Type: Equivalent (von-Mises) Stress

Unit: MPa

Time: 1

9.5.2016 16:27



Obrázek 52: Mechanické namáhání objímky 1

H: Motor 350kW 40000min-1

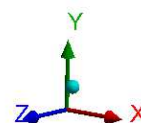
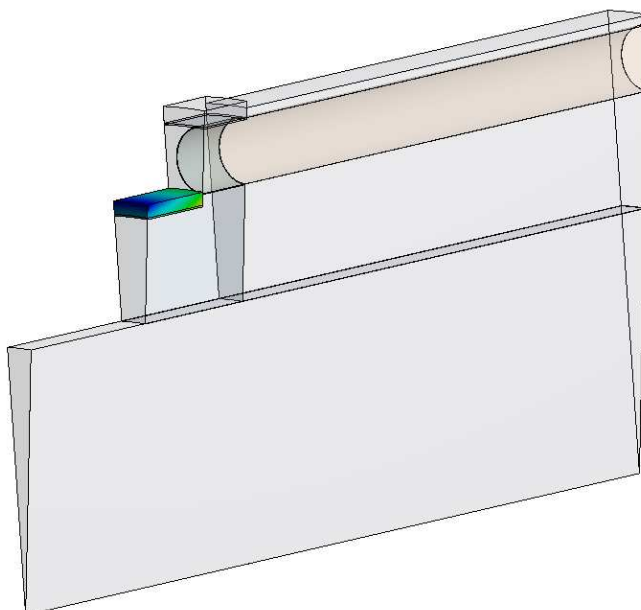
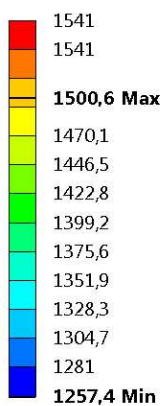
Equivalent Stress Prstenec 2

Type: Equivalent (von-Mises) Stress

Unit: MPa

Time: 1

9.5.2016 16:42



Obrázek 53: Mechanické namáhání objímky 2

H: Motor 350kW 40000min-1

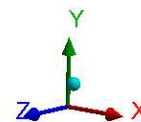
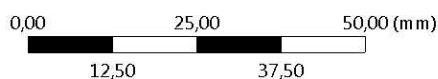
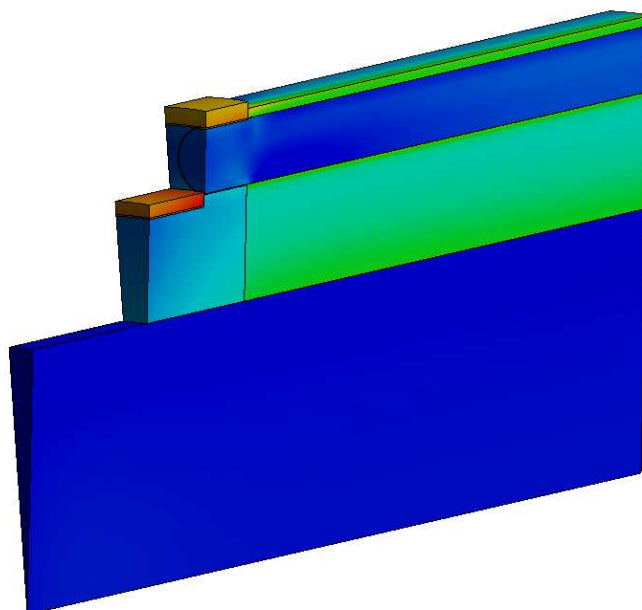
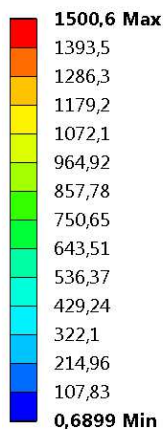
Equivalent Stress

Type: Equivalent (von-Mises) Stress

Unit: MPa

Time: 1

9.5.2016 16:29



Obrázek 54: Mechanické namáhání všech komponent rotoru

H: Motor 350kW 40000min-1

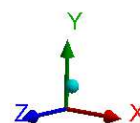
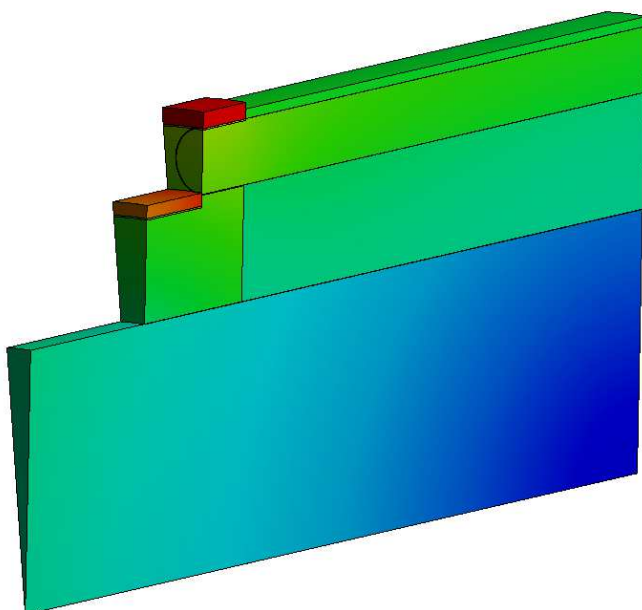
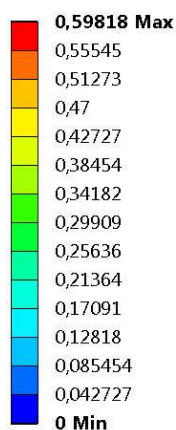
Total Deformation

Type: Total Deformation

Unit: mm

Time: 1

9.5.2016 16:42



Obrázek 55: Deformace rotoru



## 5 ANALÝZA MAGNETICKÉHO POLE V PROGRAMU MAXWELL

K výpočtu rozložení elektromagnetického pole použijeme program ANSYS Maxwell. Tento program ke svému řešení využívá metodu konečných prvků, jako tomu bylo i v případě mechanické analýzy. Analýzu můžeme provádět jako 2D nebo 3D. V našem případě bude dostačující použití 2D analýzy v radiálním řezu stroje. V případě, že by nás zajímalo i rozložení proudové hustoty ve zkratovacím kruhu, museli bychom použít 3D analýzu. Při dostatečně přesné síti konečných prvků může tato analýza trvat i několik týdnů.

### 5.1 Tvorba modelu

Tento program obsahuje i prostředí *RMxpert*, které slouží k analytickému výpočtu elektrických strojů. V tomto prostředí jsme vybrali třífázový asynchronní motor a zadali všechny potřebné geometrické údaje a parametry dle tabulky č. 9. Dalším nutným krokem v tomto prostředí je definice materiálů a jejich vlastností. Byly definovány všechny potřebné materiály: Glidcop AL-15 na rotorové tyče, Aermet100 na jádro rotoru a Berylco-25 na zkratovací kruhy rotoru. Přičemž statorové vinutí je automaticky nastaveno jako měděné.

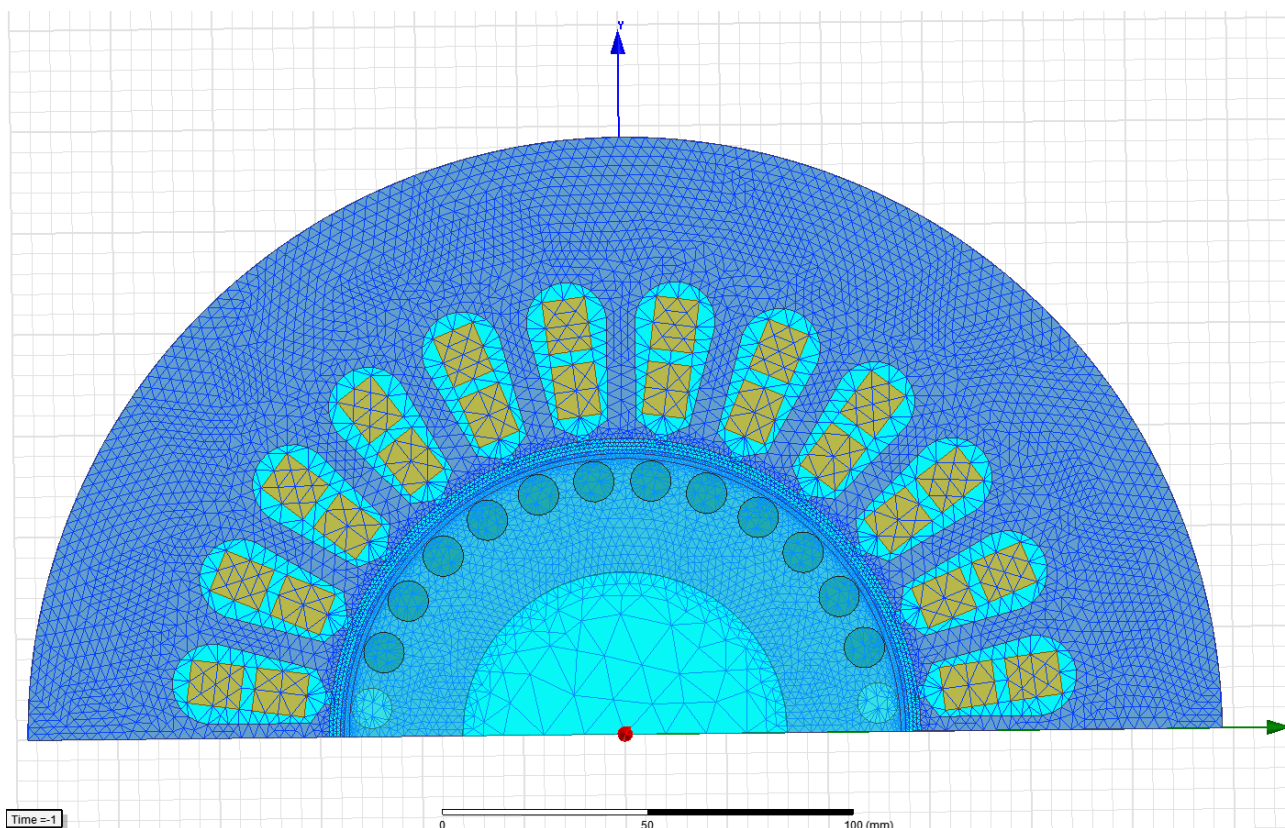
Software sám na základě modelu v *RMxpert* vytvořil 2D model transientní analýzy se základní vygenerovanou sítí konečných prvků. Jedná se o řez motorem v radiálním směru. Při nastavení vhodných okrajových podmínek je možné simulovat pouze část stroje a tím značně zkrátit výpočetní čas. Jak je patrné z modelu stroje na Obr. 56, v našem případě budeme simulovat pouze polovinu stroje. Okrajové podmínky a napájecí napětí bylo nastaveno automaticky programem na základě modelu v *RMxpert*.

### 5.2 Tvorba sítě konečných prvků a nastavení analýzy

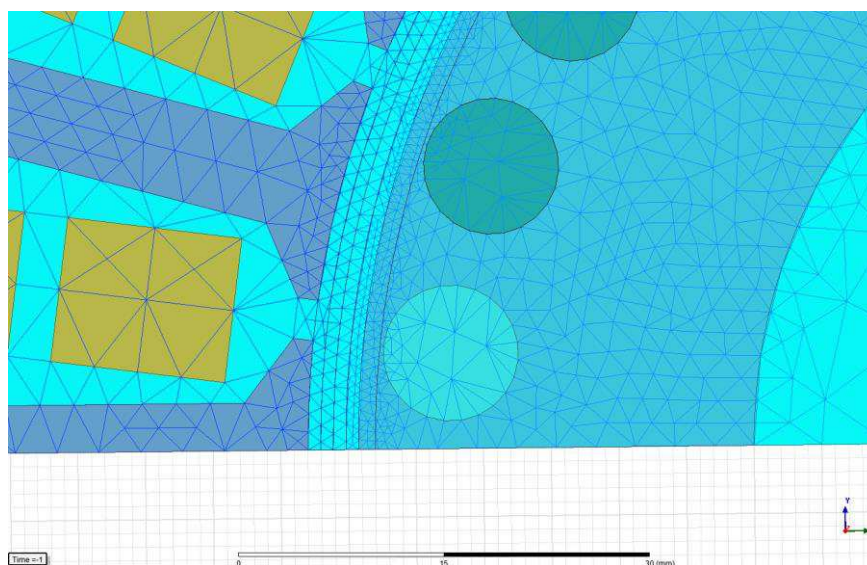
Automaticky vygenerovaná síť konečných prvků není dostatečná a výsledek této analýzy by byl pouze orientační. Pro zpřesnění výsledků je potřeba nastavit hustší síť konečných prvků. S hustotou sítě roste přesnost výsledku, ale také časová náročnost výpočtu. Zavedení husté sítě je vhodné především v místech změny prostředí. U elektrických strojů je tímto místem vzduchová mezera. Ve vzduchové mezeře bylo nastaveno 5 bodů na délku vzduchové mezery. Dalším důležitým místem je povrch rotoru, kde nás zajímají především ztráty způsobené vířivými proudy na povrchu rotoru. Proto byla i na povrch rotoru nastavena hustší síť. Hustota sítě se definuje prostřednictvím maximální vzdálenosti mezi dvěma body ve zvolené části stroje. Konkrétní zvolené hodnoty maximální vzdálenosti bodů sítě konečných prvků jsou uvedeny v tabulce 11. Na Obr. 56 je vidět kompletní použitá síť a na Obr. 57 detail části vzduchové mezery a povrchu rotoru.

Tabulka 11: Maximální vzdálenosti elementů sítě konečných prvků

Komponenta	Maximální délka elementu[mm]
Stator	4
Vzduchová mezera	1,85
Rotor	3
Hřídel	16



Obrázek 56: Síť konečných prvků analyzovaného stroje



Obrázek 57: Detail sítě konečných prvků ve vzduchové mezeře a povrchu stroje

Dalším důležitým krokem je nastavení celkového času dané simulace a krok simulace. Délka simulace by měla být volena tak, aby došlo k ustálení všech přechodných dějů. Napájecí frekvence motoru je  $f=670 \text{ Hz}$ . Jedna perioda tohoto stroje je přibližně  $T=0,215 \text{ s}$ . Je důležité pečlivě zvolit počet vzorků na jednu periodu. Bylo zvoleno 200 vzorků na periodu. To znamená, že čas jednoho kroku je  $7,5 \cdot 10^{-6} \text{ s}$ , s tímto krokem budeme provádět všechny simulace.

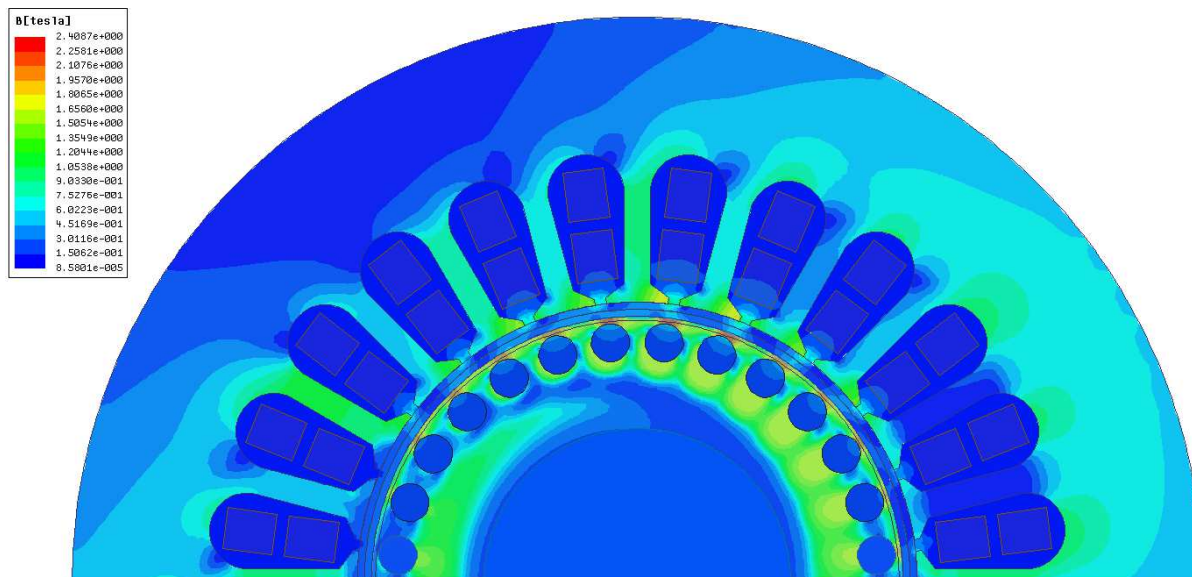
## 5.3 Zhodnocení analýzy

### 5.3.1 Analýza stroje při jmenovitém chodu stroje

Byla provedena analýza stroje při jmenovitém chodu stroje při frekvenci  $670 \text{ Hz}$ . Na následujícím obrázku je vidět rozložení magnetické indukce při jmenovitém chodu stroje v čase  $t=0,215 \text{ s}$ . V následující tabulce jsou uvedeny hodnoty jednotlivých extrahovaných veličin z výsledků analýzy. Hodnoty byly extrahovány pomocí funkce *Average* z ustálených průběhů jednotlivých veličin.

Tabulka 12: Hodnoty extrahované z analýzy stroje při jmenovitém chodu

Parametr	Jednotky	Hodnota
Napětí fáze $U$	$[V]$	219,47
Proud fáze $I$	$[A]$	796,36
Napájecí frekvence $f$	$[Hz]$	670
Otáčky $n$	$[min^{-1}]$	39639
Vnitřní moment $M_i$	$[Nm]$	83,62
Výkon $P_2$	$[W]$	347305,4
Příkon $P_1$	$[W]$	375496,3
Ztráty ve vinutí statoru $P_{S,Cu}$	$[W]$	3627
Ztráty v železe $P_{Fe,s}$	$[W]$	1609,5
Ztráty v rotoru $P_{j2}$	$[W]$	15664

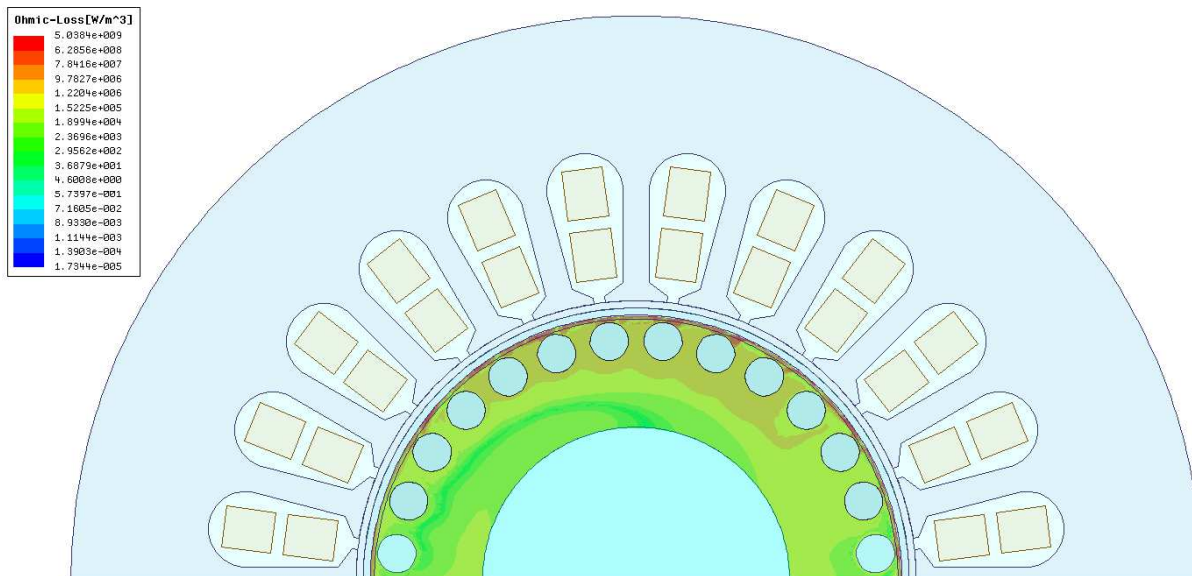


Obrázek 58: Rozložení magnetické indukce při jmenovitém chodu v čase  $t=0,215 \text{ s}$

V tabulce 12 jsou uvedeny jednotlivé ztráty motoru. Je patrné, že nejvyšší ztráty jsou generovány v rotoru. Jedná se o součet ztrát v kleci a ztrát způsobených vířivými proudy na povrchu masivního rotoru. Tyto ztráty jsou poměrně velké. Z tohoto důvodu by bylo vhodné použít



magnetické klíny ve statoru a tím vyhladit průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře a tím eliminovat tyto ztráty. Na Obr. 59 je vidět rozložení těchto ztrát v rotoru.



Obrázek 59: Rozložení ztrát v železe rotoru při jmenovitém chodu

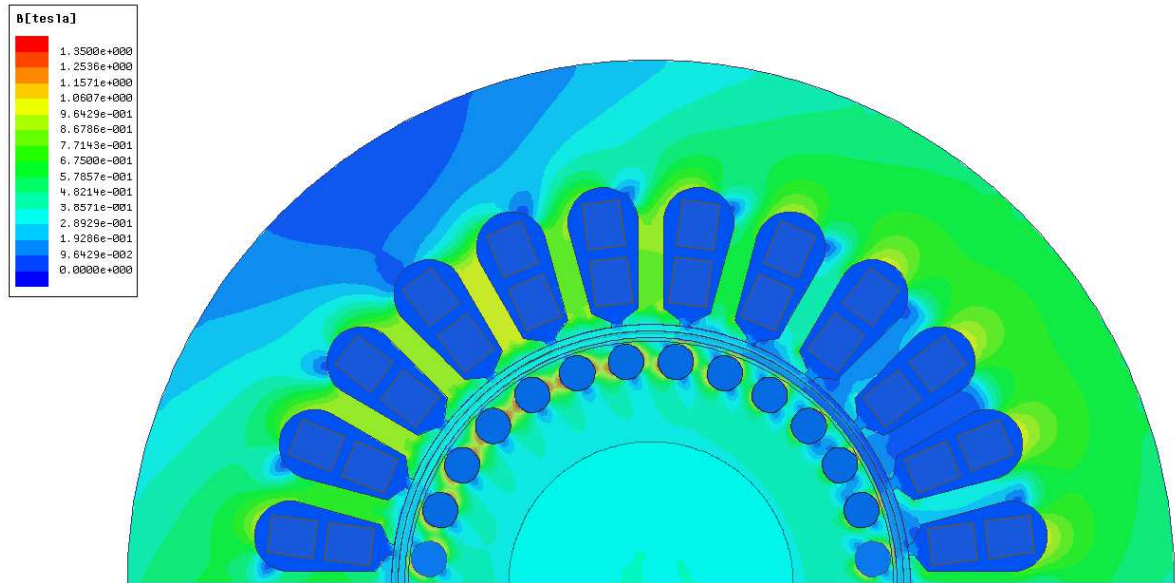
### 5.3.2 Analýza stroje ve stavu naprázdno

Provedli jsme analýzu stroje ve stavu naprázdno při otáčkách  $40200 \text{ min}^{-1}$ . Délka analýzy byla  $0.215 \text{ s}$ , tento čas je dostatečný, aby došlo k ustálení všech přechodných dějů stroje. Rozložení magnetické indukce v tomto stroji při chodu naprázdno v čase  $t=0,215 \text{ s}$  je vidět na Obr. 60. Touto analýzou bylo ověřeno, že se stroj nikde nepřesycuje a hodnoty magnetické indukce odpovídají hodnotám zvolených při analytickém výpočtu v kapitole 3. V následující tabulce jsou uvedeny hodnoty jednotlivých extrahovaných veličin z výsledků analýzy. Hodnoty byly extrahovány pomocí funkce *Average* z ustálených průběhů jednotlivých veličin.

Tabulka 13: Hodnoty extrahované z analýzy stroje ve stavu naprázdno

Parametr	Jednotky	Hodnota
Napětí fáze $U$	[V]	219,47
Proud fáze $I$	[A]	137,05
Napájecí frekvence $f$	[Hz]	670
Otáčky $n$	[ $\text{min}^{-1}$ ]	40200
Vnitřní moment $M_i$	[Nm]	0
Výkon $P_2$	[W]	0
Příkon $P_1$	[W]	1831
Ztráty ve vinutí statoru $P_{S,Cu}$	[W]	107,8
Ztráty v železe $P_{Fe}$	[W]	1254,8
Ztráty v rotoru $P_{j2}$	[W]	368,4

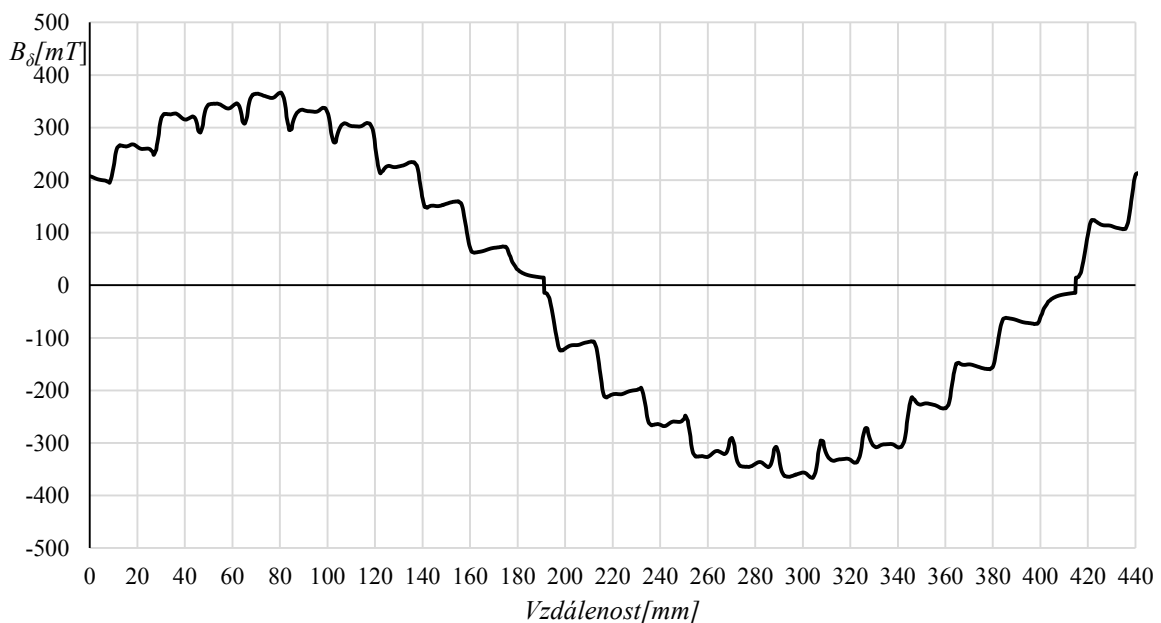
Ztráty v železe  $P_{Fe}$  při této analýze vyšly odlišně od ztrát v železe, spočítaných analyticky a pomocí modulu *RMxpert*. Vzhledem k analytickému charakteru předchozích výpočtů lze předpokládat, že hodnota zjištěná touto simulací koresponduje se skutečností.



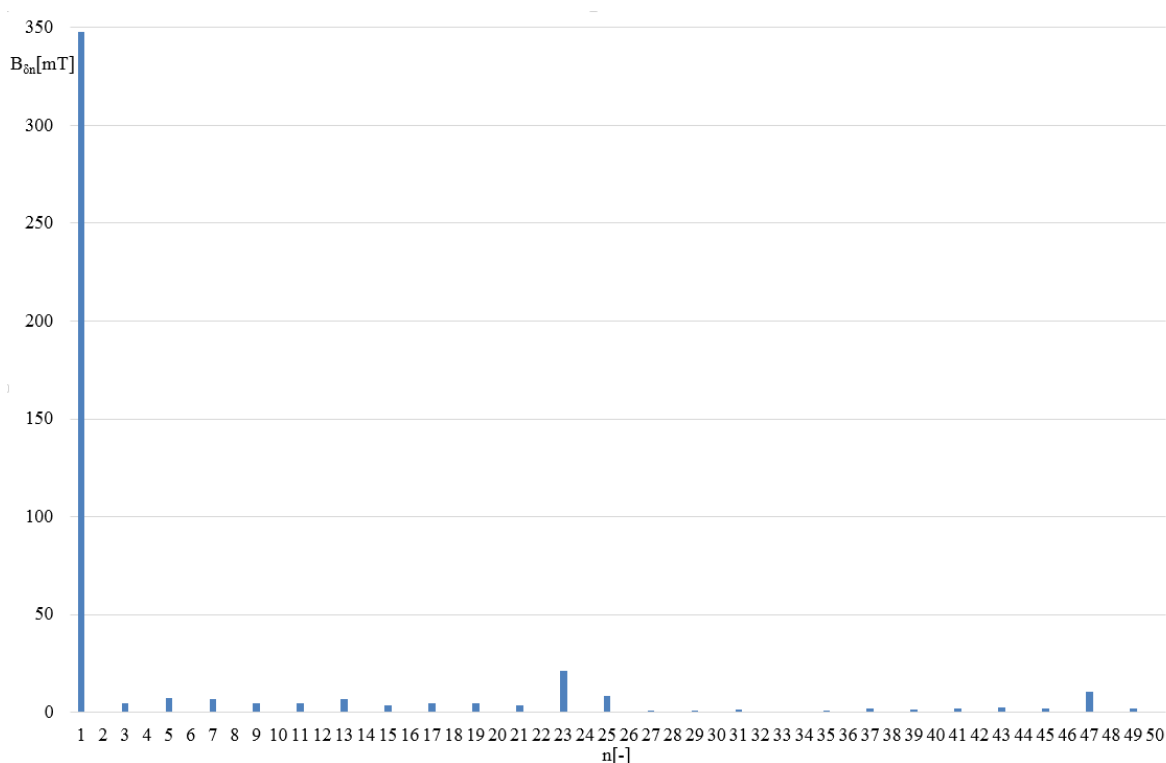
Obrázek 60: Rozložení magnetické indukce při chodu naprázdno v čase  $t=0,215s$

Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře, je dalším důležitým faktorem při elektromagnetickém návrhu vysokootáčkového stroje. Je žádoucí, aby výskyt vyšších harmonických byl co nejmenší z důvodu eliminace ztrát vířivými proudy na povrchu rotoru. Průběh magnetické indukce v polovině vzduchové mezery je vidět na Obr. 61. Tento průběh byl podroben Fourierově transformaci. Na Obr. 62 je vidět amplitudové spektrum pro prvních 50 harmonických. Amplituda první harmonické dosahuje hodnoty  $0,347 T$ . Dále byla vypočtena hodnota celkového harmonického zkreslení  $THD=8,89 \%$ .

$$THD_{B\delta} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{40} B_{\delta n}^2}}{B_{\delta 1 \max}} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{40} B_{\delta n}^2}}{0,347} = 0,0889 \quad (5.3.1)$$

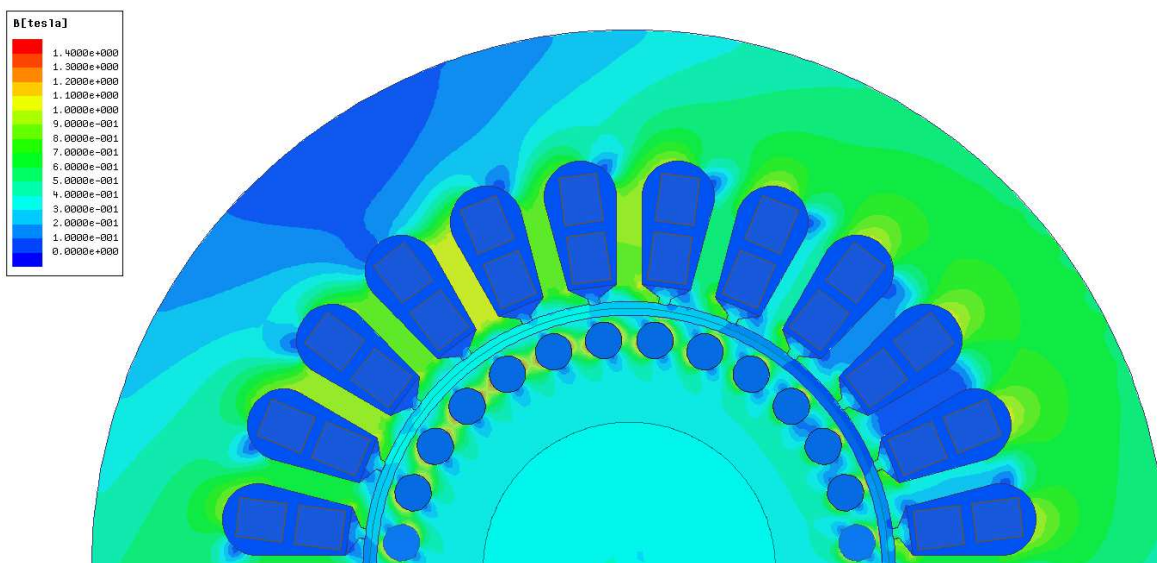


Obrázek 61: Průběh hodnoty magnetické indukce  $B_\delta$  ve vzduchové mezeře ve stavu naprázdno

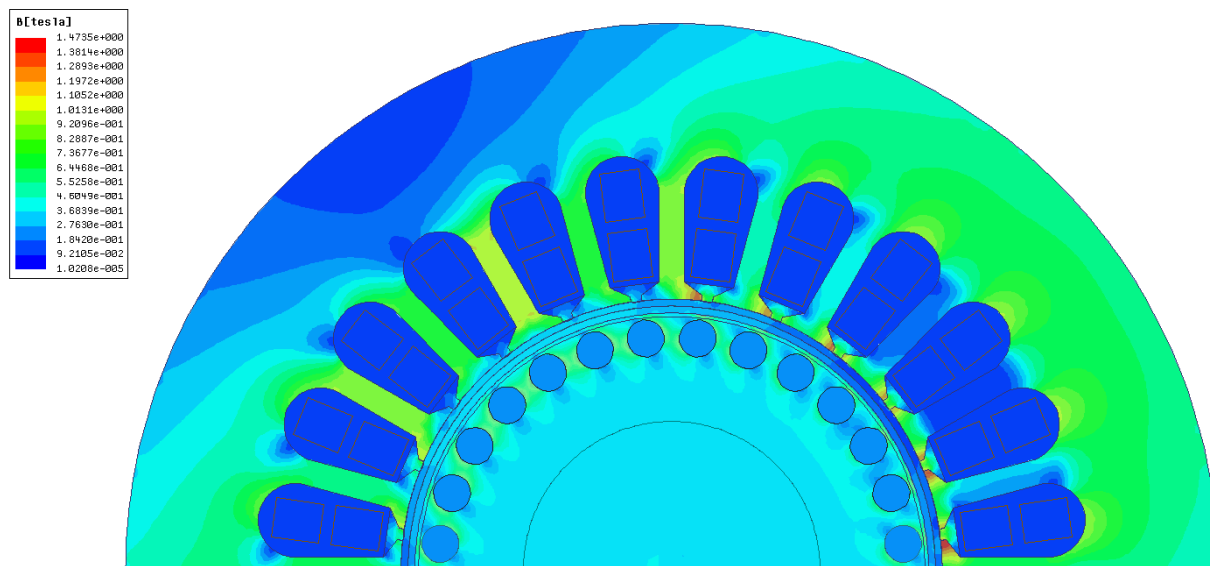


Obrázek 62: Amplitudové spektrum průběhu magnetické indukce  $B_\delta$  ve středu vzduchové mezery pro prvních 50 harmonických

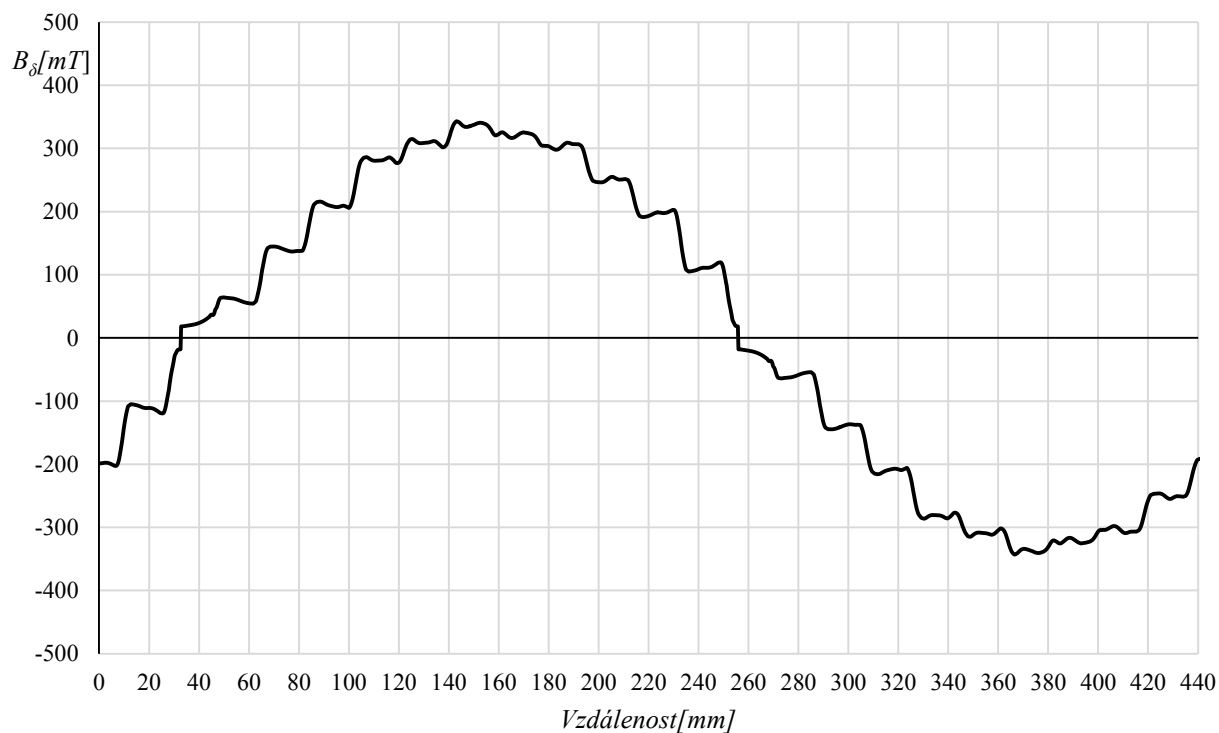
Dále byla provedena analýza stroje ve stavu naprázdno s užitím vyklenutých magnetických klínů ve statoru. Analýza byla provedena pro dva druhy klínů s různou relativní permeabilitou. Na Obr. 63 a 64 je vidět rozložení magnetické indukce v řezu stroje v čase  $t=0,215$  s při použití magnetických klínů s relativní permeabilitou  $\mu_r=3,6$  a  $\mu_r=7,2$ . Průběhy magnetické indukce ve vzduchové mezeře pro tyto simulace jsou vidět na Obr. 65-66. Na Obr. 67 jsou vyneseny amplitudové spektra těchto průběhů pro prvních 50 harmonických.



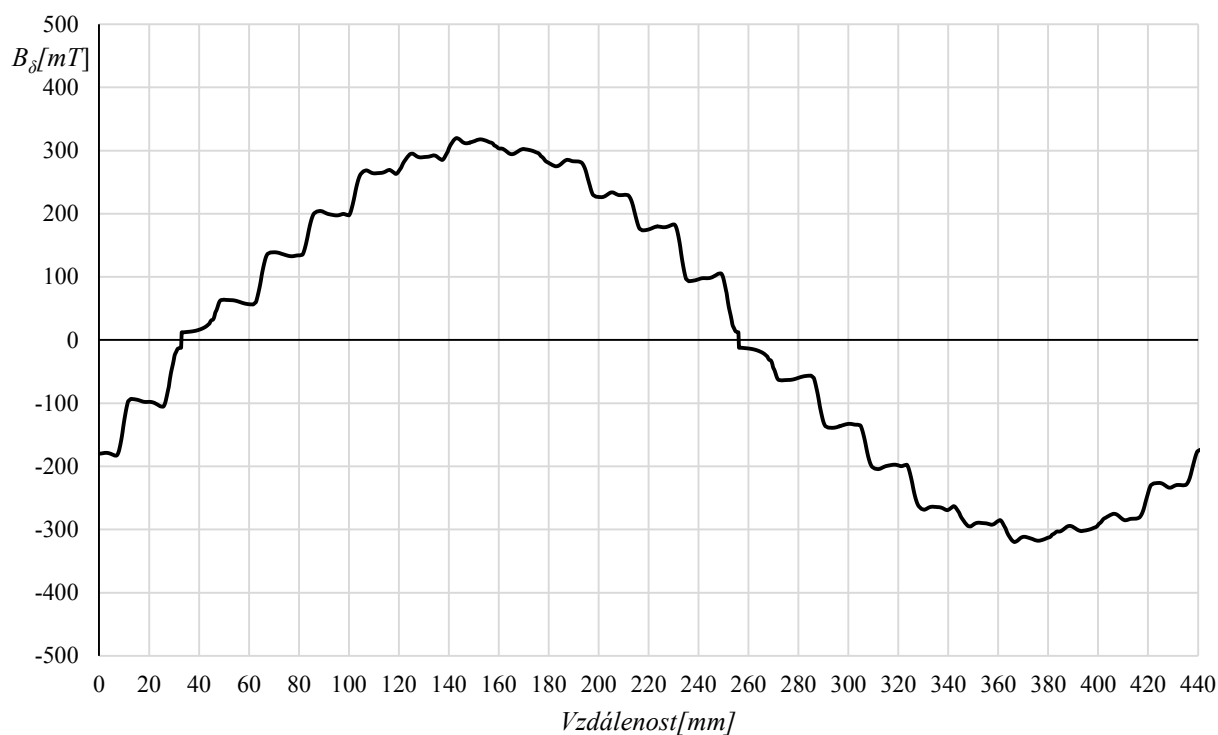
Obrázek 63: Rozložení magnetické indukce při chodu naprázdno v čase  $t=0,215$  s při použití magnetických klínů s relativní permeabilitou  $\mu_r=3,6$



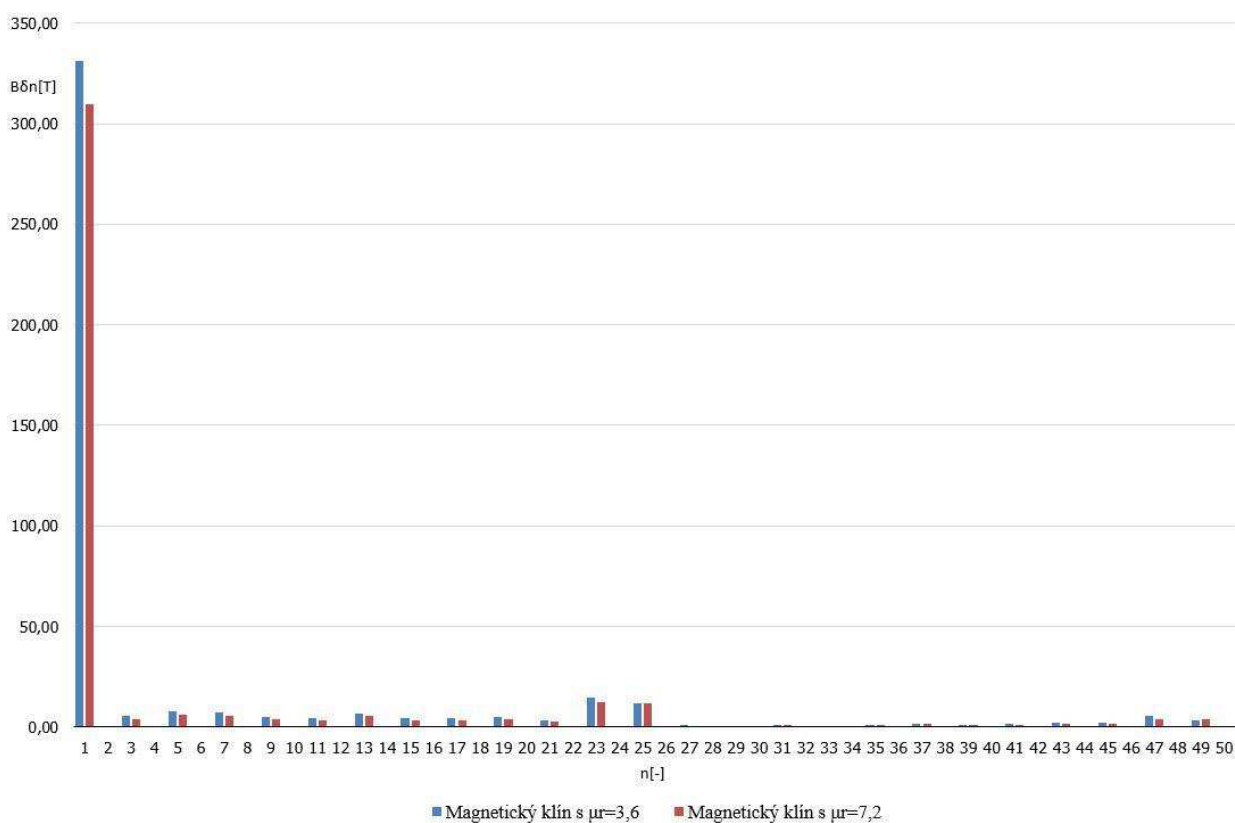
Obrázek 64: Rozložení magnetické indukce při chodu naprázdno v čase  $t=0,215s$  při použití magnetických klínů s relativní permeabilitou  $\mu_r=7,2$



Obrázek 65: Průběh hodnoty magnetické indukce  $B_\delta$  ve vzduchové mezeře při chodu naprázdno s užitím magnetických klínů  $\mu_r=3,6$



Obrázek 66: Průběh hodnoty magnetické indukce  $B_\delta$  ve vzduchové mezeře při chodu naprázdno s užitím magnetických klínů  $\mu_r=7,2$



Obrázek 67: Amplitudové spektrum průběhů magnetické indukce  $B_\delta$  ve středu vzduchové mezery s užitím magnetických klínů s  $\mu_r=3,6$  a  $\mu_r=7,2$  pro prvních 50 harmonických



Dle rovnic 5.3.2-3 byl vypočten činitel celkového harmonického zkreslení.

$$THD_{B\delta, \mu_r=3,6} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{40} B_{\delta n}^2}}{B_{\delta 1 \max}} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{40} B_{\delta n}^2}}{0,330} = 0,0792 \quad (5.3.2)$$

$$THD_{B\delta, \mu_r=7,2} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{40} B_{\delta n}^2}}{B_{\delta 1 \max}} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{40} B_{\delta n}^2}}{0,309} = 0,0711 \quad (5.3.3)$$

Z výsledků simulací je patrné, že při použití magnetických klínů dojde k vyhlazení průběhu magnetické indukce ve zduchové mezeře. Tím snížení počtu vyšších harmonických a redukci ztrát na povrchu rotoru. Dále je patrné, že při použití magnetických klínů dojde k poklesu maximální magnetické indukce ve vzduchové mezeře. Při použití magnetického klínu s  $\mu_r=3,6$  dosahuje amplituda první harmonické hodnoty  $0,330 \text{ T}$  a při použití klínu s  $\mu_r=7,2$  dosahuje amplituda první harmonické hodnoty  $0,309 \text{ T}$ .

## 6 ZÁVĚR

Cílem této diplomové práce bylo nastudovat problematiku a rizika při návrhu vysokootáčkových strojů. Vybrat vhodný typ motoru pro pohon cirkulátorů helia v elektrárnách jaderné fúze o výkonu  $350\text{ kW}$  a  $40000\text{ min}^{-1}$  a analyzovat technické problémy vybrané koncepce. A pro vybranou koncepci provést elektromagnetický návrh stroje.

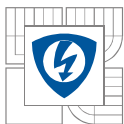
V první kapitole byly definovány stroje, které považujeme za vysokootáčkové. Představeny omezení při návrhu vysokootáčkových motorů z hlediska tepného, působení odstředivých sil a kritických otáček. Na základě literární rešerše byl vytvořen graf, kde jsou vyneseny některé již realizované vysokootáčkové stroje a popsány výhody a nevýhody vysokootáčkových asynchronních, synchronních s permanentními magnety a spínaných reluktančních motorů. Na základě této literární rešerše byl vybrán asynchronní motor jako nejvhodnější typ motoru pro tuto aplikaci.

Ve druhé kapitole byly probrány konstrukční provedení a materiály jednotlivých částí vysokootáčkových asynchronních motorů. Byly představeny dva druhy rotorů, které jsou používány ve vysokootáčkových aplikacích. Jedná se o listěný a masivní rotor. Pro masivní rotor byly představeny jednotlivé konstrukční úpravy, které zlepšují elektrické vlastnosti masivního rotoru. Pro tuto aplikaci byl vybrán masivní rotor s klecí nakrátko z důvodů velké mechanické pevnosti, dobrých elektrických vlastností a zkušeností zadavatele projektu s výrobou tohoto typu rotoru. Kritickým místem z hlediska mechanického namáhání tohoto řešení je klec nakrátko. Proto byly vyhledány materiály a srovnány z hlediska pevnosti v tahu a vodivosti. Použitá ložiska mají vliv na velikost kritických otáček a dynamiku celé soustavy. Z toho důvodu byly analyzovány jednotlivé druhy ložisek používaných ve vysokootáčkových aplikacích.

Ve třetí kapitole byl proveden kompletní analytický elektromagnetický návrh asynchronního motoru s masivním rotorem s klecí nakrátko. Při návrhu jsme nemohli vyjít z literaturou doporučených předpokladů a hodnot, protože poměry ve vysokootáčkových aplikacích se výrazně liší od konvenčně vyráběných strojů. Z důvodu eliminace ztrát v železe bylo zvoleno poměrně nízké sycení stroje. Motor bude sloužit jako pohon cirkulátorů helia, čerpané médium bude proudit skrz motor. Tím bude zajištěno aktivní chlazení rotoru. Stator bude chlazen pomocí vodního chlazení. Kvůli těmto předpokladům byly při návrhu voleny poměrně velké proudové hustoty ve statorovém vinutí a kleci nakrátko. Následně byl celý motor analyzován, vypočteny jednotlivé ztráty a určena účinnost.

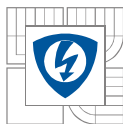
Ve čtvrté kapitole byla provedena mechanická analýza navrženého stroje v programu ANSYS Workbench. Je zde uveden postup vytvoření a nastavení modelu. Z výsledků analýzy je patrné, že motor navržený ve třetí kapitole nesplňuje mechanické požadavky téměř na všech komponentách. Byly představeny tři topologie zkratovacích kruhů, které byly podrobeny mechanické analýze. Všechny tři topologie přispěly ke snížení celkového mechanického namáhání rotoru. Avšak ani po aplikování těchto mechanických úprav nesplňoval rotor mechanické požadavky. Dále byl celý motor analyticky přepočítán s novými vysokopevnostními materiály Aermet100 a Berylco-25. Výsledky jsou uvedeny v tabulce a srovnány s výpočty programu RMxpert. Takto navržený motor již splňuje mechanické namáhání s dostatečným bezpečnostním koeficientem na všech komponentách.

V poslední kapitole je provedena analýza magnetického pole pomocí programu ANSYS Maxwell. Tato analýza byla provedena za účelem ověření tvaru magnetického pole a sycení motoru. Motor byl analyzován při chodu naprázdno a zatížení. Z výsledků je patrné, že nedochází



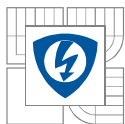
---

k přesycování stroje. Z těchto simulací byly odečteny hodnoty jednotlivých ztrát. Ztráty v rotoru převyšují ostatní ztráty. Tyto ztráty jsou tvořeny ze ztrát vířivými proudy na povrchu rotoru a ztrát v kleci. Proto bylo dále provedeno několik simulací s použitím magnetických klínů ve stratoru. Z výsledků je patrné, že magnetické klíny přispívají k eliminaci vyšších harmonických.



## LITERATURA

- [1] A. Borisavljevic *Limits, modeling and design of high-speed permanent magnet machines*. S.l.: [s.n.], 2011. ISBN 9789085708377.
- [2] BINDER, A. a T. SCHNEIDER. High-speed inverter-fed AC drives. In: *2007 International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics* [online]. IEEE, 2007, s. 9-16 [cit. 2016-04-20]. DOI: 10.1109/ACEMP.2007.4510476. ISBN 978-1-4244-0890-0. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=4510476>
- [3] RAHMAN, M.A., A. CHIBA a T. FUKAO. Super high speed electrical machines - summary. In: *IEEE Power Engineering Society General Meeting, 2004* [online]. IEEE, 2004, s. 1272-1275 [cit. 2016-04-20]. DOI: 10.1109/PES.2004.1373062. ISBN 0-7803-8465-2. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1373062>
- [4] BIANCHI, N., S. BOLOGNANI a F. LUISE. Potentials and limits of high speed PM motors. In: *38th IAS Annual Meeting on Conference Record of the Industry Applications Conference, 2003* [online]. IEEE, 2003, s. 1918-1925 [cit. 2016-04-20]. DOI: 10.1109/IAS.2003.1257830. ISBN 0-7803-7883-0. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1257830>
- [5] JUSSI HUPPUNEN. *High-speed solid-rotor induction machine: electromagnetic calculation and design*. Lappeenranta: Lappeenranta Teknillinen Yliopisto, 2004. ISBN 9517649819.
- [6] PYRHÖNEN, Juha, Tapani JOKINEN a Valéria HRABOVCOVÁ. Design of rotating electrical machines. Second edition. Chichester, West Sussex, United Kingdom: Wiley, 2014, 614 pages. ISBN 978-1-118-70162-1.
- [7] JUSSI LÄHTEENMÄKI. *Design and voltage supply of high-speed induction machines*. Helsinki: Finnish Academies of Technology, 2002. ISBN 9516666078.
- [8] [ORGANIZED BY: KIEE (THE KOREAN INSTITUTE OF ELECTRICAL ENGINEERS); CO-ORGANIZED BY: CES (CHINA ELECTROTECHNICAL SOCIETY), The Institute of Electrical Engineers of Japan a TECHNICAL CO-SPONSOR: IEEE INDUSTRY APPLICATIONS SOCIETY]. *Proceeding of International Conference on Electrical Machines and Systems 2007, Oct. 8-11, Seoul, Korea*. Piscataway, N.J.: IEEE, 2007. ISBN 9788986510072.
- [9] Klusáček, J. *Návrh a analýza vysokorychlostního asynchronního motoru*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2011. 74 s.
- [10] KLÍMA, J. *Analýza vysokootáčkového asynchronního motoru*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2014. 65 s.
- [11] YU TAO, WANG FENGXIANG, WANG JIQIANG a ZHANG FENGGE. Investigation on structure of stator core and winding for high speed PM machines. In: *2005 International Conference on Electrical Machines and Systems* [online].
- [12] JUHA SAARI. *Thermal analysis of high-speed induction machines*. Acta Polytechnica Scandinavica. Electrical Engineering Series No. 90. Helsinki 1998. 73 p. ISBN 9525148432.



[13] KOPYLOV, IGOR PETROVIČ. Stavba elektrických strojů. Praha 1, 1988. Moskva: nakladatelství Mir, 1980.

[14] GERADA, David, Abdeslam MEBARKI, Neil L. BROWN, Chris GERADA, Andrea CAVAGNINO a Aldo BOGLIETTI. High-Speed Electrical Machines: Technologies, Trends, and Developments. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* [online]. 2014, **61**(6): 2946-2959 [cit. 2015-11-25]. DOI: 10.1109/TIE.2013.2286777. ISSN 0278-0046. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6644302>

[15] ŘEDINA, Jiří, Pavel LASÁK a Pavel SCHUSTR. *Turbokompresor s vysokootáčkovým motorem ATUR 233/40* [online]. : 1-5 [cit. 2015-11-26]. Dostupné z: <http://www.vues.cz/file/485/c7turbo.pdf>

[16] CAPRIO, M.T., V. LELOS, J.D. HERBST a J. UPSHAW. Advanced Induction Motor Endring Design Features for High Speed Applications. In: *IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, 2005* [online]. IEEE, 2005, s. 993-998 [cit. 2015-11-26]. DOI: 10.1109/IEMDC.2005.195843. ISBN 0-7803-8987-5. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1531461>

[17] LARSSON, M., M. JOHANSSON, L. NASLUND a J. HYLANDER. Design and evaluation of high-speed induction machine. In: *IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03* [online]. IEEE, 2003, s. 77-82 [cit. 2015-11-26]. DOI: 10.1109/IEMDC.2003.1211245. ISBN 0-7803-7817-2. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1211245>

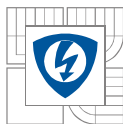
[18] ANBARASU, R., R.K. GUPTA, N.D. SHARMA, G. GAUTHAMAN, A.K. WANKHEDE, P.H. CHAVDA, J. NATARAJ a B. BHATTACHARJEE. Design and experimental investigation of high speed squirrel cage induction motor. In: *Proceedings of International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth* [online]. IEEE, 1995, s. 920-926 [cit. 2015-11-26]. DOI: 10.1109/PEDES.1996.536395. ISBN 0-7803-2795-0. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=536395>

[19] GERADA, David, Abdeslam MEBARKI, Neil L. BROWN, He ZHANG a Chris GERADA. Design, modelling and testing of a high speed induction machine drive. In: *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)* [online]. IEEE, 2012, s. 4649-4655 [cit. 2015-11-26]. DOI: 10.1109/ECCE.2012.6342188. ISBN 978-1-4673-0803-8. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6342188>

[20] WOOD, B.M., C.L. OLSEN, G.D. HARTZO, J.C. RAMA a F.R. SZENASI. Development of an 11000-r/min 3500-HP induction motor and adjustable-speed drive for refinery service. *IEEE Transactions on Industry Applications* [online]. **33**(3): 815-825 [cit. 2015-11-26]. DOI: 10.1109/28.585875. ISSN 00939994. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=585875>

[21] BUMBY, J.R., E. SPOONER a M. JAGIELA. Equivalent circuit analysis of solid-rotor induction machines with reference to turbocharger accelerator applications. *IEE Proceedings - Electric Power Applications* [online]. 2006, **153**(1): 31- [cit. 2015-11-26]. DOI: 10.1049/ip-epa:20050254. ISSN 13502352. Dostupné z: [http://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/ip-epa\\_20050254](http://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/ip-epa_20050254)

[22] YOUNG-KWAN KIM, MOON-CHANG CHOI, KWANG-HA SUH, YU-CHUL JI a DAE-SUNG WANG. High-speed induction motor development for small centrifugal compressor.



In: *ICEMS'2001. Proceedings of the Fifth International Conference on Electrical Machines and Systems (IEEE Cat. No.01EX501)* [online]. Int. Acad. Publishers, 2001, s. 891-894 [cit. 2015-11-26]. DOI: 10.1109/ICEMS.2001.971821. ISBN 7-5062-5115-9. Dostupné z:

<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=971821>

[23] LATEB, R., J. ENON a L. DURANTAY. High speed, high power electrical induction motor technologies for integrated compressors. In: *2009 International Conference on Electrical Machines and Systems* [online]. IEEE, 2009, s. 1-5 [cit. 2015-11-26]. DOI:

10.1109/ICEMS.2009.5382960. ISBN 978-1-4244-5177-7. Dostupné z:

<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=5382960>

[24] PYRHONEN, Juha, Janne NERG, Panu KURRONEN a Uwe LAUBER. High-speed, 8 MW, solid-rotor induction motor for gas compression. In: *2008 18th International Conference on Electrical Machines* [online]. IEEE, 2008, s. 1-6 [cit. 2015-11-26]. DOI:

10.1109/ICELMACH.2008.4799819. ISBN 978-1-4244-1735-3. Dostupné z:

<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=4799819>

[25] SOONG, W.L., G.B. KLIMAN, R.N. JOHNSON, R.A. WHITE a J.E. MILLER. Novel high-speed induction motor for a commercial centrifugal compressor. *IEEE Transactions on Industry Applications* [online]. **36**(3): 706-713 [cit. 2015-11-26]. DOI: 10.1109/28.845043. ISSN 00939994. Dostupné z:

<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=845043>

[26] GIERAS, Jacek F. a Juha SAARI. Performance calculation for a high speed solid-rotor induction motor. In: *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society* [online]. IEEE, 2010, s. 1748-1753 [cit. 2015-11-26]. DOI:

10.1109/IECON.2010.5675415. ISBN 978-1-4244-5225-5. Dostupné z:

<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=5675415>

[27] LI, Silong, Yingjie LI, Wooyoung CHOI a Bulent SARLIOGLU. High speed electric machines — Challenges and design considerations. In: *2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM)* [online]. IEEE, 2014, s. 2549-2555 [cit. 2015-11-28]. DOI:

10.1109/ICELMACH.2014.6960546. ISBN 978-1-4799-4389-0. Dostupné z:

<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6960546>

[28] Svoreň, J. *Návrh vysokootáčkového asynchronního motoru*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2012. 89 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Ondřej Vítek, Ph.D.

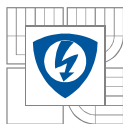
[29] Metoda konečných prvků. In: *Wikipedia: the free encyclopedia* [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2001- [cit. 2016-04-07]. Dostupné z:

[https://cs.wikipedia.org/wiki/Metoda\\_kone%C4%8Dn%C3%BDch\\_prvk%C5%AF](https://cs.wikipedia.org/wiki/Metoda_kone%C4%8Dn%C3%BDch_prvk%C5%AF)

[30] GLIDCOP Dispersion Strengthened Copper. *Hoganas* [online]. 2013 [cit. 2016-04-07]. Dostupné z: [https://www.hoganas.com/globalassets/media/sharepoint-documents/BrochuresanddatasheetsAllDocuments/GLIDCOP\\_AL15\\_NAH.pdf](https://www.hoganas.com/globalassets/media/sharepoint-documents/BrochuresanddatasheetsAllDocuments/GLIDCOP_AL15_NAH.pdf)

[31] 41CrM04. *Lucefín* [online]. [cit. 2016-04-07]. Dostupné z: [http://www.lucefin.com/wp-content/files\\_mf/0541crmo427.pdf](http://www.lucefin.com/wp-content/files_mf/0541crmo427.pdf)

[32] BROWN, Christopher. *DESIGN FOR MANUFACTURABILITY OF A HIGH-PERFORMANCE INDUCTION MOTOR ROTOR* [online]. MASSACHUSETTS, 1996 [cit. 2016-04-20]. Dostupné z: <http://dspace.mit.edu/bitstream/handle/1721.1/38170/36057572-MIT.pdf?sequence=2>. MASSACHUSETTS INSTITUTE OF TECHNOLOGY.

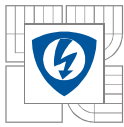


---

[33] WUN-FOGLE, M., J.B. RESTORFF, J.M. CUSEO, I.J. GARSHELIS a S. BITAR. Magnetostriction and Magnetization of Common High Strength Steels. *IEEE Transactions on Magnetics* [online]. 2009, **45**(10), 4112-4115 [cit. 2016-04-20]. DOI: 10.1109/TMAG.2009.2021531. ISSN 0018-9464. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=5257095>

[34] Beryllium Copper Alloys. *NGK Alloys* [online]. 2014 [cit. 2016-05-04]. Dostupné z: [http://www.ngk-alloys.com/NGK\\_Berylco\\_Catalogue\\_En.pdf](http://www.ngk-alloys.com/NGK_Berylco_Catalogue_En.pdf)

[35] LAHNE, Hans-Christian, Oleg MOROS a Dieter GERLING. Design considerations when developing a 50000 rpm high-speed high-power machine. In: 2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe) [online]. IEEE, 2015, s. 1-10 [cit. 2016-05-07]. DOI: 10.1109/EPE.2015.7311716. ISBN 978-9-0758-1522-1. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=7311716>



---

## PŘÍLOHY

Příloha A: B-H křivka plechu M250-35A

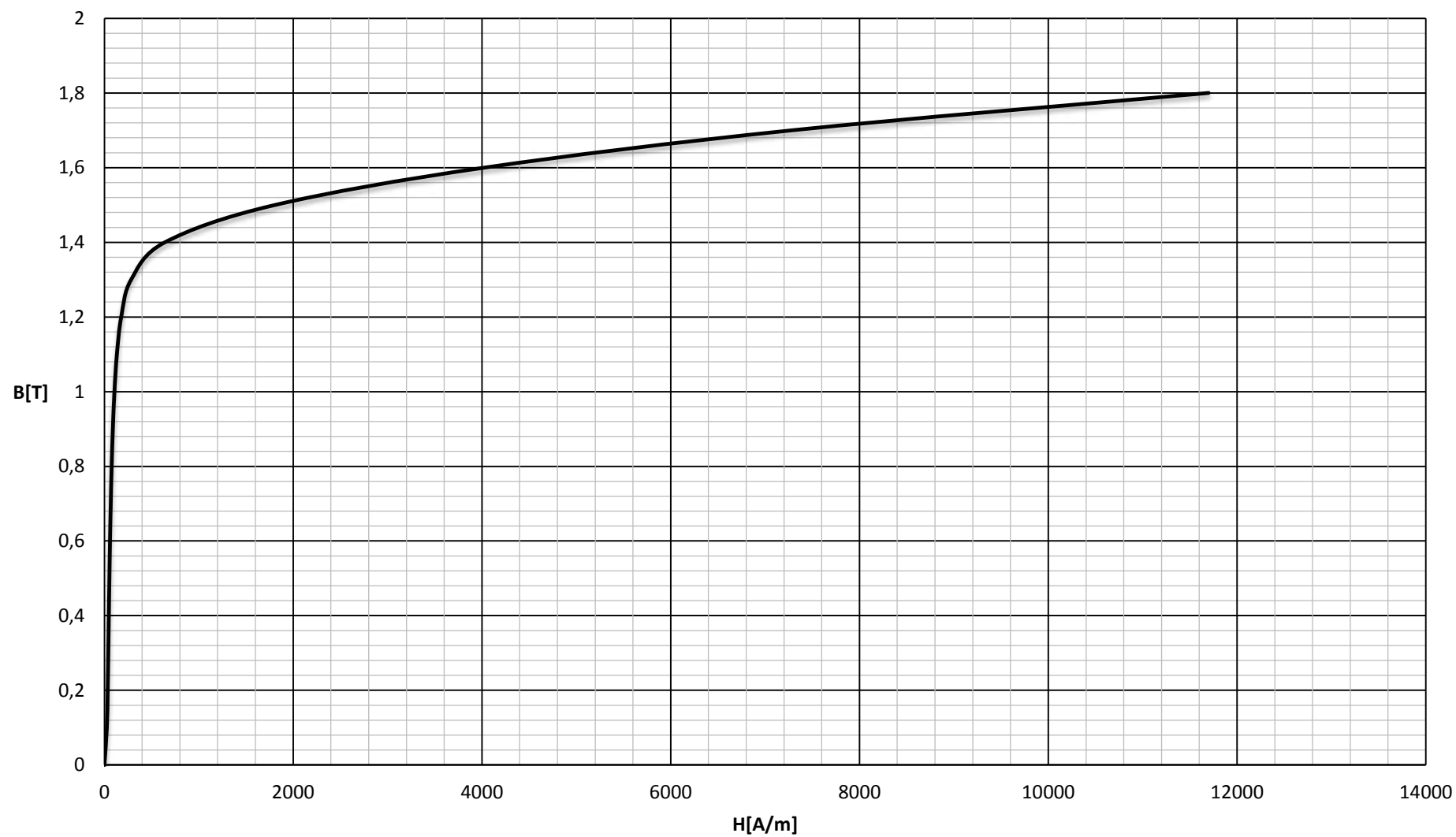
Příloha B: B-H křivka materiálu 41CrMo4

Příloha C: B-H křivka materiálu AerMet100

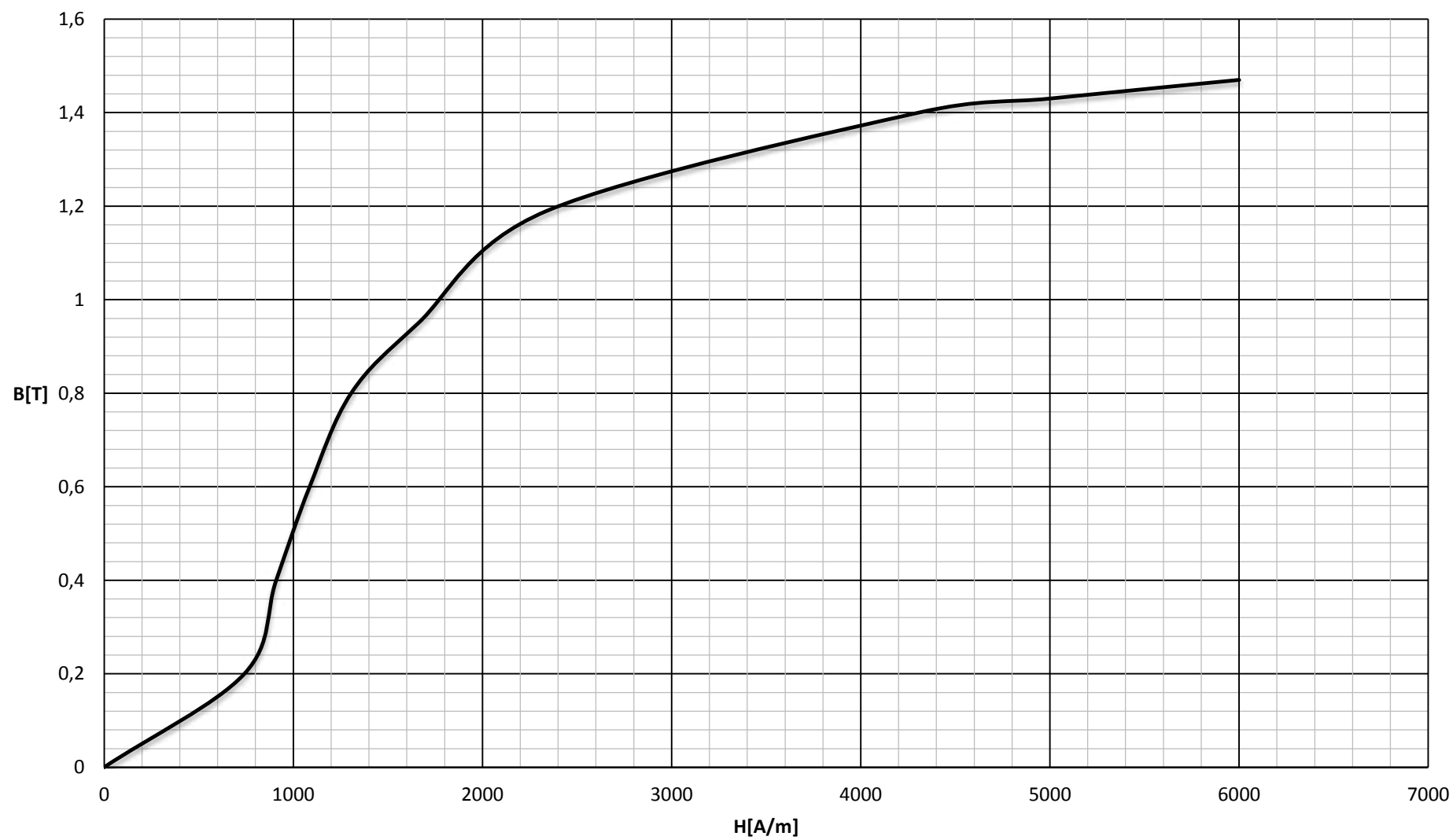
Příloha D: Schéma dvouvrstvého vinutí se zkráceným krokem  $W=5/6\tau_p$ ,  $Q_s=24$ ,  $p=1$ ,  $m=3$ ,  
 $q=4$



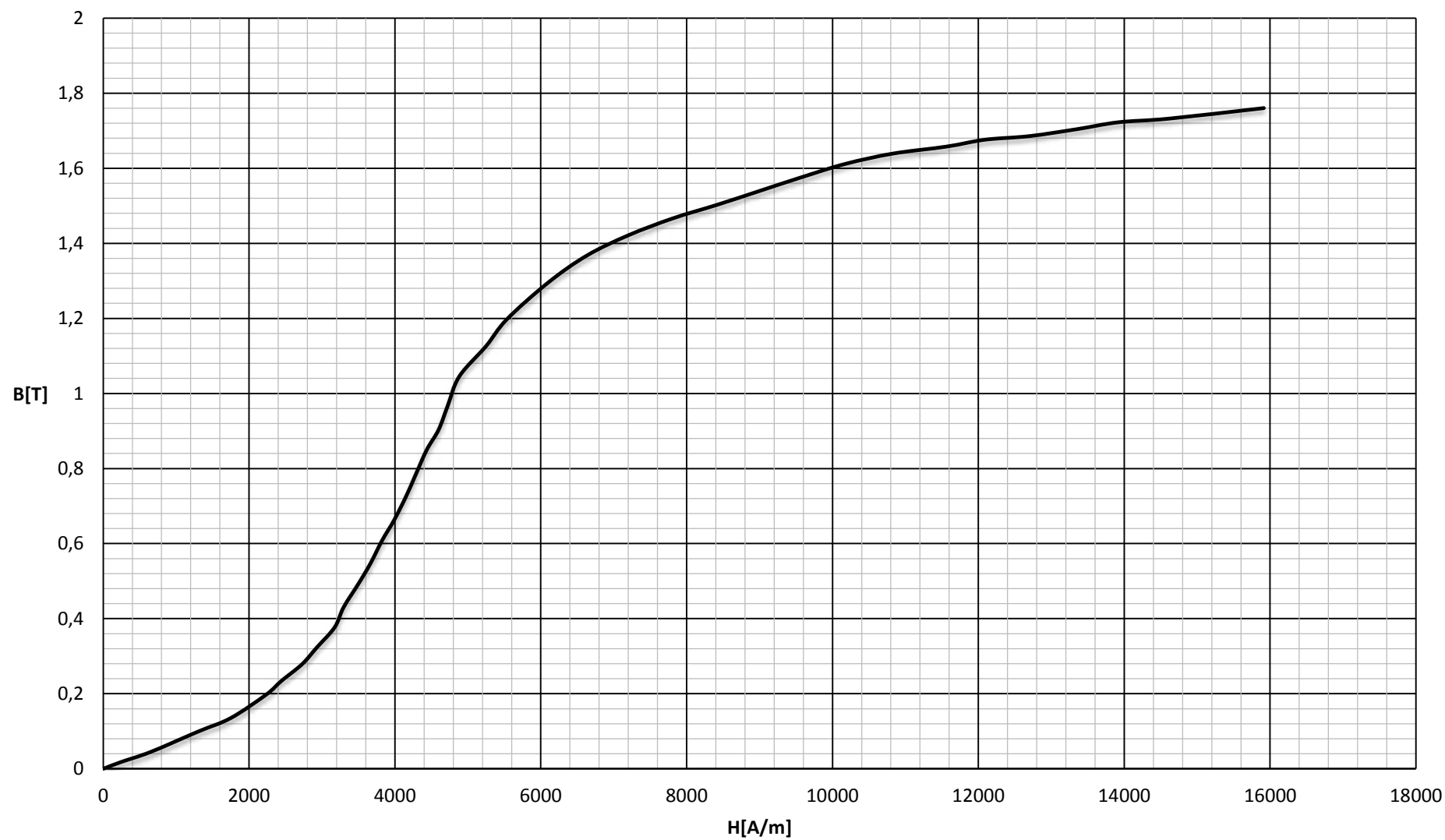
## Příloha A: B-H křivka plechu M250-35A



## Příloha B: B-H křivka oceli 41CrMo4



## Příloha C: B-H křivka oceli AerMet100



**Příloha D: Schéma dvouvrstvého vinutí se zkráceným krokem  $W=5/6\tau_p$ ,  $Q_s=24$ ,  
 $p=1$ ,  $m=3$ ,  $q=4$**

